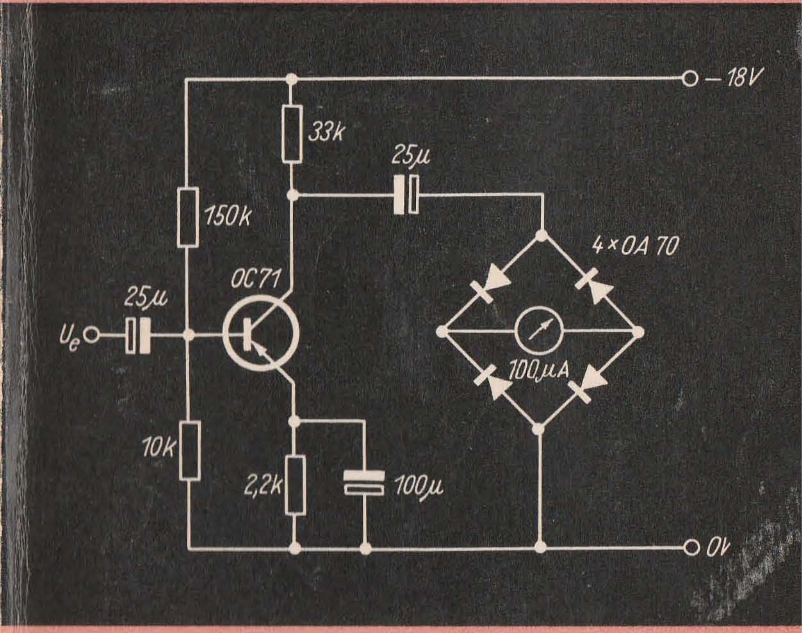
amateurreihe

electronica



Klaus K. Streng

Halbleiterschaltungen aus der Literatur Teil II

electronica · Band 101
Halbleiterschaltungen aus der Literatur · Teil II

KLAUS K. STRENG

Halbleiterschaltungen aus der Literatur Teil II



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 24. November 1970

1.—15. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1971
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Bernd Schneiderheinze
Zeichnungen: Erich Böhm
Korrektor: Gertraut Purfürst
Typografie: Helmut Herrmann
Hersteller: Hannelore Münnich
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam A 329
1,90

Inhaltsverzeichnis

Vorwort

Der 1. Teil der *Halbleiterschaltungen aus der Literatur* (Reihe *Der praktische Funkamateur,* Band 78) fand großes Interesse, ein 2. Teil dieses Titels schien gerechtfertigt. Es gibt auch noch andere Gründe für den Entschluß, das Thema erneut aufzugreifen: Seit dem Erscheinen des 1. Teiles entwickelte sich unsere Halbleiterindustrie beachtlich. Das zeigte sich u.a. auch in der Fertigung zahlreicher Siliziumtransistoren (HF und NF), den entwickelten MOSFET's und anderen neuen Bauelementen.

Dank dieser neuen Bauelemente ist es möglich, einen dem betreffenden ausländischen Transistor ähnlichen Typ zu finden. Das trifft immer dann zu, wenn in der Originalveröffentlichung ein npn-Transistor verwendet wurde. Silizium-npn-Transistoren verschiedener Typen enthält das Fertigungsprogramm unserer Halbleiterindustrie. Es ist mitunter sogar möglich, zu einer „moderneren" Bestückung einer Schaltung zu raten, indem die Germaniumtransistoren der Originalschaltung durch unsere Siliziumtypen ersetzt werden. Dieser Austausch bringt kaum Nach-, sondern höchstens Vorteile.

Ein Wort zu eventuellen Zeichnungsfehlern bzw. -unterlassungen. Bei der Übernahme von Schaltungen aus der Literatur kommt es vor, daß in den Originalveröffentlichungen oft nicht erkennbare Fehler enthalten sind. Der Nachbau aller vorgestellten Schaltungen ist dem Autor aus verständlichen Gründen nicht möglich. Darüber hinaus fehlen in verschiedenen Schaltungen Wickeldaten. Sie konnten ebenfalls nicht immer nachgetragen werden.

Trotzdem hoffe ich, daß auch dieser Band bei den Lesern freundliche Aufnahme finden wird.

Berlin, im Frühjahr 1970 *Klaus K. Streng*

1. Der Nachbau fremder Schaltungen

1.1. Austauschmöglichkeiten ausländischer Halbleiterbauelemente

Es darf als bekannt vorausgesetzt werden, daß kaum 2 verschiedene Transistoren verschiedener Hersteller einander äquivalent sind. Eine Ausnahme bilden allenfalls Lizenzfertigungen eines bestimmten Transistors durch einen anderen Hersteller. In solchen Fällen weist die Ähnlichkeit oder Identität in den Typenbezeichnungen beider Transistoren darauf hin: Ein Transistor *P 13 A* von Orion entspricht weitgehend dem sowjetischen Originaltyp П *13 A*, ein *OC 169* von *Tesla* hat die gleichen Daten wie der *OC 169* von Valvo. Der Transistor *ASZ 1017* von Tungsram Orion ist dem Originaltyp *ASZ 17* von Valvo *ähnlich* usw.
Häufig fehlt diese Hilfe, und der Austauschtransistor muß anhand der Schaltung ausgesucht werden. Wie bereits im 1. Teil dieser Broschüre erklärt wurde, ist es nicht notwendig, daß Original- und Austauschbauelement in allen Daten übereinstimmen, das wäre auch nur selten möglich. Wenn aber z. B. in der Originalschaltung ein pnp-Anfangsstufentransistor als Gleichspannungsverstärker mit der Spannung U_{CE} = —9 V betrieben wird, kann ihn auch jeder andere pnp-Anfangsstufentransistor mit der zulässigen Spannung U_{CE} = —9 V ersetzen.
Es gilt aber die Einschränkung, daß an seinen Kurzschlußstromverstärkungsfaktor h_{21e} (die Stromverstärkung) keine besonderen Anforderungen gestellt werden. Deshalb treffen die auf den folgenden Seiten gegebenen Hinweise wie „der Originaltransistor ... kann in der Schaltung mit unserem ... ausgetauscht werden" auch nur für die betreffende Schaltung zu! Diese Empfehlungen bedeuten nicht, daß nicht auch andere Transistoren das Originalbauelement ersetzen könnten. Wer mit unbekannten Schaltungen experimentiert und diese

gern nachbauen möchte – in dieser Broschüre konnten nur einige wenige gezeigt werden –, dem ist unbedingt zu empfehlen, die Daten des Original- und des mutmaßlichen Austauschtransistors sorgfältig zu vergleichen. Die Daten ausländischer Halbleiterbauelemente sind zum großen Teil in den Broschüren *Ausländische Röhren und Halbleiterbauelemente* (3 Teile) zu finden, die in der Reihe *Der praktische Funkamateur* bzw. *electronica* im Deutschen Militärverlag, Berlin, erschienen. Für weitere Daten der Halbleiterbauelemente sei auf die Dokumentationen bzw. Kataloge unserer Halbleiterbauelementeindustrie hingewiesen. Eine Kurzfassung der wichtigsten Daten unserer Transistoren enthält diese Broschüre unter 1.2.

Alle Empfehlungen bzw. Ratschläge für zweckmäßige Austauschtypen von Halbleiterbauelementen unserer Industrie erfolgen nur nach technischen Gesichtspunkten, also ohne Rücksicht auf die Marktlage und die Beschaffungsmöglichkeiten des einzelnen Lesers. Deshalb wären auch mehr oder weniger temperamentvolle Briefe an den Verlag sinnlos, deren Inhalt sich in der einzigen Frage „Wo bekomme ich ...?" ausdrücken lassen.

Der Normalfall ist, daß eine ausländische Schaltung mit Bauelementen unserer Industrie nachgebaut werden soll, und hier finden sich Wege. Schwieriger liegen die Dinge bei jenen Nachbauprojekten, bei denen ein ausländisches Halbleiterbauelement durch ein anderes ersetzt werden soll.

Noch einen Hinweis: Die zu den einzelnen Schaltungen gegebenen Empfehlungen über den Bauelementeaustausch sind nicht Produkte eines Allwissenden. Abgesehen von der sich rasch entwickelnden Halbleitertechnik, die manche Empfehlung schnell veralten läßt, muß dem ständig experimentierenden Elektronikamateur geholfen werden. Sicher kann mancher Leser hier und da eine günstigere Lösung für den Austausch eines fremden durch ein einheimisches Halbleiterbauelement finden.

1.2. Transistorendaten der Halbleiterbauelementeindustrie der DDR

Typ	$U_{CB,max}$ ($U_{CE,max}$) in V	$I_{C,max}$ in mA	R_{th} (R_{thJG}) in grd/mW	f_T (f_α) in MHz	ähnlicher Typ
GC 100	— 15	— 15	1	(2,1)	GC 101
GC 101	— 15	— 15	1	(2,1)	GC 100
GC 102*	(— 15)	— 50	0,5	6	GC 100, GC 101, GC 103
GC 103*	(— 9)	— 15	0,5	1,2	GC 100, GC 101, GC 102
GC 104*	(— 9)	— 15	0,5	1,2	GC 103
GC 111*	(— 80)	— 125	0,43		GC 112
GC 112	(— 80)	— 155	0,38	0,3	GC 111
GC 115	— 20	— 150	0,43	0,5	GC 116
GC 116	— 20	— 150	0,38	0,75	GC 115
GC 117	— 25	— 150	0,38	1,2	GC 118
GC 118	— 25	— 150	0,38	1,2	GC 117
GC 120*	— 20	— 150	0,43	0,5	GC 121
GC 121	— 25	— 250	0,38	0,012**	GC 120
GC 122	— 35	— 250	0,38	0,012**	GC 123
GC 123	— 70	— 250	0,38	0,012**	GC 122
GC 216*	— 20	— 100	0,6	0,5	GC 217
GC 217*	— 20	— 100	0,6	0,5	GC 216
GC 221*	— 20	— 100	0,6	0,5	GC 223
GC 223*	— 66	— 100	0,6	0,5	GC 221
GC 300*	— 20	— 500	(0,075)	0,01**	GC 301
GC 301	— 32	— 500	(0,075)	0,01**	GC 300
GD 100	— 20	—1300	(0,015)	0,100	GD 110
GD 110	— 20	—1300	(0,015)	0,200	GD 100, GD 120
GD 120	— 33	—1300	(0,015)	0,200	GD 110, GD 125
GD 125	— 66	—1300	(0,015)	0,200	GD 120, GD 130
GD 130	— 66	—1300	(0,015)	0,200	GD 125
GD 150	— 20	—3000	(0,0075)	0,200	GD 160
GD 160	— 20	—3000	(0,0075)	0,200	GD 150
GD 170	— 33	—3000	(0,0075)	0,200	GD 175
GD 175	— 50	—3000	(0,0075)	0,200	GD 180
GD 180	— 66	—3000	(0,0075)	0,200	GD 175
GD 190*	— 30	—1500	(0,01)	0,35	GD 191
GD 191*	— 40	—1500	(0,01)	0,35	GD 192
GD 192*	— 50	—1500	(0,01)	0,35	GD 191
GD 200*	— 30	—6000	(0,002)	0,2	GD 210
GD 210*	— 60	—6000	(0,002)	0,2	GD 220
GD 220*	— 80	—6000	(0,002)	0,2	GD 210
GD 240	— 30	—3000	(0,004)	0,450	GD 241

Typ	$U_{CB,max}$ ($U_{CE,max}$) in V	$I_{C,max}$ in mA	R_{th} ($R_{th\,JG}$) in grd/mW	f_T (f_α) in MHz	ähnlicher Typ
GD 241	— 40	—3000	(0,004)	0,450	GD 242
GD 242	— 50	—3000	(0,004)	0,450	GD 243
GD 243	— 65	—3000	(0,004)	0,45	GD 244
GD 244	— 15	— 15	0,5	5	GD 243
GF 100	— 15	— 15	0,5	5	
GF 105	— 15	— 15	0,5	10,5	GF 120
GF 108*	(— 9)	— 15	0,5	6	GF 105
GF 120	— 25	— 10	0,6	30	GF 121
GF 121	— 25	— 10	0,6	50	GF 122
GF 121 b	— 25	— 10	0,6	50	GF 121
GF 122	— 25	— 10	0,6	50	GF 121
GF 122 b	— 25	— 10	0,6	50	GF 122
GF 125*	(— 25)	— 10	0,6	60	GF 122
GF 126	— 25	— 10	0,6		GF 122
GF 128	— 25	— 10	0,6	100	GF 131
GF 129*	— 25	— 10	0,6	10	GF 120
GF 130	— 25	— 10	0,6		GF 139
GF 131	— 25	— 10	0,6		GF 132
GF 132	— 25	— 10	0,6		GF 131
GF 139	— 25	— 10	0,6		GF 120
GF 140*	— 25	— 70	0,4	200	GF 141
GF 141*	— 25	— 70	0,4	400	GF 142
GF 142*	— 25	— 70	0,4	200	GF 140
GF 143*	— 25	— 70	0,4	400	GF 141
GF 145	— 20	— 10	0,75	600	
GF 146	— 20	— 10	0,75	500	GF 145
GF 180	— 25	— 10	0,6		GF 121
GF 181	— 25	— 10	0,6		GF 131
GS 100*	— 25	— 50	1,0	5	GS 109
GS 109	— 20	— 50	0,5		GS 100
GS 110*	— 20	— 200	0,5		GS 111
GS 111	— 20	— 200	0,5		GS 112
GS 112	— 20	— 200	0,5		GS 111
GS 121	— 30	— 100	0,38		GS 122
GS 122	— 30	— 100	0,38		GS 121
SC 100	(— 10)	— 50	0,42	(2,3)	SC 103
SC 103	(— 10)	— 50	0,42	(4,2)	SC 104
SC 104	(— 10)	— 50	0,42	(6,0)	SC 103
SC 106	(— 10)	— 50	0,42		SC 104
SC 107	(— 10)	— 50	0,42		SC 106
SC 108	(— 10)	— 50	0,42		SC 107
SC 109	(— 9)	— 50	0,42		SC 108
SC 110	+ 20	+ 250	0,25	40	SC 111
SC 111	+ 30	+ 200	0,25	60	SC 112
SC 112	+ 20	+ 100	0,25	60	SC 111
SC 206	+ 20	+ 100	0,5	300	SC 207
SC 207	+ 20	+ 200	0,3	40	SF 112
SF 111*	+ 20	+ 200	0,3	40	SF 112
SF 112*	+ 30	+ 200	0,3	40	SF 113

Typ	$U_{CB,max}$ ($U_{CE,max}$) in V	$I_{C,max}$ in mA	R_{th} (R_{thJG}) in grd/mW	f_T (f_{α}) in MHz	ähnlicher Typ
SF 113*	+ 60	+ 200	0,3	40	SF 114
SF 114*	+100	+ 200	0,3	40	SF 113
SF 121	+ 20	+ 100	0,25	130	SF 122
SF 122	+ 33	+ 100	0,25	130	SF 123
SF 123	+ 66	+ 100	0,25	130	SF 127
SF 126	+ 40	+ 500	0,25	100	SF 127
SF 127	+ 80	+ 500	0,25	100	SF 128
SF 128	+100	+ 500	0,25	100	SF 129
SF 129	+120	+ 500	0,25	100	SF 128
SF 131	+ 20	+ 50	0,5	330	SF 132
SF 132	+ 40	+ 50	0,5	270	SF 137
SF 136	+ 20	+ 200	0,5	300	SF 137
SF 137	+ 40	+ 200	0,5	300	SF 136
SF 140	+ 40	+ 25	1,0	350	SF 137
SF 215	+ 25	+ 100	0,5	350	SF 216
SF 216	+ 20	+ 100	0,5	350	SF 215
SL 112	+ 30	+ 400	(0,015)	40	SL 113
SL 113	+ 60	+ 400	(0,015)	40	SL 114
SL 114	+100	+ 400	(0,015)	40	SL 113
SS 101	(— 33)	— 50	0,42	1,9	SS 102
SS 102	(— 66)	— 50	0,42	1,0	SS 101
SS 106	+ 25	+ 200	0,5	450	SS 108
SS 108	+ 40	+ 200	0,5	480	SS 106
SS 109	+ 20	+ 200	0,5	450	SS 106
SS 125	+ 30	+ 500	0,25	30	SS 126
SS 126	+ 60	+ 500	0,25	30	SS 125
SS 200	+ 70	+ 30	0,5		SS 201
SS 201	+100	+ 30	0,5		SS 202
SS 202	+120	+ 30	0,5		SS 201
SS 216	+ 20	+ 100	0,5	350	SS 216
SS 218	+ 20	+ 100	0,5	350	SS 216

* nicht mehr in den Katalogen von 1969 enthalten

** f_{β}

Abschnitt 1.2. enthält auch Transistoren, die nicht mehr hergestellt [3], aber von Amateuren weiterhin verwendet werden. Bei den folgenden Schaltungen wurden sie nicht als Austauschbauelemente empfohlen, da nicht damit zu rechnen ist, daß der Leser sie besitzt. Hier möchte man fast sagen: „Leider", denn z. B. sind die nicht mehr gefertigten Transistoren *GF 140 ... 143* für viele Amateurzwecke sehr brauchbar und lassen sich nicht in allen Punkten durch die Folgetypen ersetzen. Die Industrie kann jedoch nicht die ausgelaufenen Transistortypen mit Rücksicht auf die Amateure weiter produzieren!
Die Aufstellung mit den darin enthaltenen 78 Germanium- und 45 Siliziumtransistoren zeigt, daß unsere Halbleiterindustrie ein umfangreiches Programm fertigt, auch wenn z. Z. nicht mehr alle der genannten Typen hergestellt werden. Während der Entwicklung kommen ständig neue Typen hinzu. So kann die kleine Liste nicht aktuell bleiben. Ihr Sinn ist, daß der Leser nachschlagen kann, mit welchem Transistor unserer Fertigung zum gegenwärtigen Stand sich eine ausländische Schaltung bestücken läßt.
Transistoren sind zwar die häufigsten, doch nicht die einzigen Halbleiterbauelemente. Es würde im Rahmen dieser Broschüre zu weit führen, auch Halbleiterdioden und Thyristoren aufzuzählen. Ihre wichtigsten Daten dürfen beim Elektronikamateur als bekannt vorausgesetzt werden (Dioden) bzw. sind relativ selten (Thyristoren).

1.3. Schwierigkeitsgrad der Schaltungen in dieser Broschüre

Schon beim flüchtigen Durchblättern wird der Leser bemerken, daß die beschriebenen Schaltungen verschieden sind; nicht nur vom Standpunkt ihrer Anwendung, sondern auch unter dem Blickwinkel des Schwierigkeitsgrades bei ihrem Nachbau. Die Auswahl reicht vom Füllstandsanzeiger über den Breitbandantennenverstärker bis zum Automatischen Ladegerät für Ni-Cd-Akkumulatoren und zum UHF-Kon-

verter. Man kann sagen, daß ihre einzige Gemeinsamkeit in der Bestückung mit Halbleiterbauelementen besteht.
Der Schwierigkeitsgrad wurde absichtlich unterschiedlich gewählt, um möglichst vielen Lesern etwas Interessantes zu bieten. Es bleibt deshalb dem einzelnen überlassen, ob er sich den Aufbau einer Schaltung auch wirklich zutraut. Man muß es immer wiederholen: Transistorschaltungen (Elektronikschaltungen überhaupt) sind keine Kochrezepte, die ja im allgemeinen gelingen, wenn Zutaten und „Technologie" stimmen! Die meisten Schaltungen erfordern vom Amateur, daß er nicht nur löten kann, sondern weiß, warum er gerade diesen Draht an jenen Anschluß löten muß.
Dies mag in vielen Fällen übertrieben klingen, ist es aber nicht. Selten funktioniert eine aufgebaute Schaltung gleich auf Anhieb – und was dann? Nur durch Nachdenken und selbständiges Experimentieren kann man den Fehlern auf die Spur kommen und sie beseitigen. Ständig Rat und Hilfe bei anderen holen, kann auf die Dauer auch nicht befriedigen. Deshalb sollte besonders der angehende Elektronikamateur genau überlegen, ob er sich den Nachbau einer Schaltung zutrauen kann, ob er sie überhaupt überblickt. Dabei dürfte für ihn eine der Klippen liegen.
Im Inhaltsverzeichnis dieser Broschüre wurden Schaltungen, die sich als besonders unkritisch für Anfänger eignen, mit einem * versehen. Natürlich ist das nur eine individuelle Schätzung. Ein Anfänger kann auch die eine oder andere Schaltung vielleicht mit Erfolg nachbauen oder mit einer der so gekennzeichneten großes Pech haben.

1.4. Schaltungen mit MOSFET

Es soll dem Leser nicht noch einmal erläutert werden, wie man mit Transistoren (Sperrschichttransistoren) umgehen muß, damit sie nicht schon beim Einbau „sterben". Einige Hinweise zum MOSFET, ausgeschrieben *Metalloxyde field effect transistor* bzw. Metalloxid-Feldeffekttransistor, scheinen nötig zu sein.

Unsere Industrie fertigt dieses Bauelement seit einigen Jahren. Die Daten der MOSFET's aus dem VEB Funkwerk Erfurt halten jedem internationalen Vergleich stand. Zur Arbeitsweise:
Bei den meisten Lesern bisher bekannten Transistoren wird mit einem Strom zwischen Basis und Emitter oder umgekehrt ein größerer Strom vom Emitter zum Kollektor oder umgekehrt gesteuert. Ein Kollege verglich den Transistor einmal mit einem Wasserbehälter (Kollektor), der aus einer Leitung (Emitter) mit einem Wasserhahn gefüllt wird. Die Funktion des Wasserhahnes übernimmt beim Transistor die Basis.
Diese Transistoren, auch Sperrschichttransistoren genannt, sind Stromverstärker, und ihr Eingangswiderstand zwischen Basis und Emitter ist demzufolge niedrig. In der Schaltungstechnik muß man dieser Niederohmigkeit entsprechen.
Beim Feldeffekttransistor wird der Strom von der *Quelle* (*Source*) zur *Senke* (*Drain*) ebenfalls von einer Steuerelektrode beeinflußt. Diese heißt *Tor* oder *Gate*. Von ihr fließt praktisch kein Strom zu einer anderen Elektrode, sie ist sehr hochohmig gegen den Kanal Quelle – Senke. Der Widerstand zwischen Tor und Quelle beträgt etwa $10^{14}\ \Omega$, ist praktisch unendlich groß. Dabei ähnelt der MOSFET der Elektronenröhre, bei der das Steuergitter, aber nur bei negativer Vorspannung, ebenfalls einen praktisch unendlich großen Widerstand gegen die Katode aufweist.
In bezug auf die Speisespannungen gleicht der MOSFET dem Sperrschichttransistor: Betriebsspannung zwischen einigen Volt und einigen zehn Volt, keine Heizspannung, die Vorspannung der Steuerelektrode ist Teil der Betriebsspannung. Genau wie beim Sperrschichttransistor gibt es auch beim MOSFET zwei verschiedene Leitfähigkeitstypen. Beim n-MOSFET liegt die Quelle am Minuspol, die Senke am Pluspol der Speisespannung; beim p-MOSFET ist es umgekehrt: Quelle am Pluspol, Senke am Minuspol. Man kann sich zum besseren Erinnern folgendes merken: Der Buchstabe, der den Leitfähigkeitstyp beim MOSFET kennzeichnet, ist der gleiche, mit dem die Bezeichnung der Sperrschichttransistoren des entsprechenden Leitfähigkeitstyps beginnen: n-MOSFET –

npn-Sperrschichttransistor; p-MOSFET – pnp-Sperrschicht-transistor.

Schwieriger sind Anreicherungs- und Verarmungs-MOSFET's zu unterscheiden. Beim Anreicherungs-MOSFET (oder *Enhancement*-Typ) wird der Quelle-Senke-Kanal durch die Spannung des Tors geöffnet, beim Verarmungs-MOSFET (oder *Depletion*-Typ) wird der Kanal durch die Torspannung geschlossen. Zusammengefaßt:

Typ	Anreicherung	Verarmung
n-MOSFET	Tor-Quelle +	Tor-Quelle —
p-MOSFET	Tor-Quelle —	Tor-Quelle +

Auch in den Zeichnungssymbolen kommen diese Unterschiede zum Ausdruck. Dabei Achtung: In vielen ausländischen Veröffentlichungen ist das nicht der Fall! In den Bildern 1.1 und 1.2 werden die Zeichnungssymbole der verschiedenen MOSFET's gezeigt.

Beim Verarmungstyp fließt folglich bei der Spannung 0 an der Torelektrode ein Strom von der Quelle zur Senke (Bild 1.3a), beim Anreicherungstyp (Bild 1.3b) ist unter diesen Bedin-

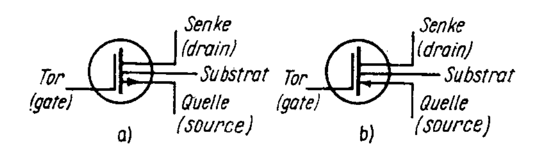


Bild 1.1 Schaltzeichen des MOSFET, Verarmungsmodus (Depletion-Typ); a) n-Typ b) p-Typ

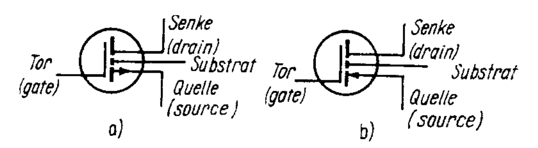


Bild 1.2 Schaltzeichen für MOSFET, Anreicherungsmodus (Enhancement-Typ); a) n-Typ, b) p-Typ

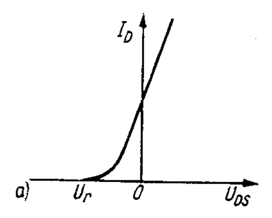
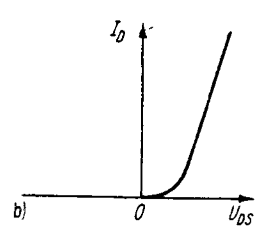


Bild 1.3 Kennlinie von MOSFETs;
a) Verarmungstyp,
b) Anreicherungstyp



gungen der Strom von der Quelle zur Senke annähernd 0 (Größenordnung: 10^{-9} A). Die Spannung zwischen Tor und Quelle, die für ein völliges Zusteuern des Verarmungs-MOSFET erforderlich ist (Strom zwischen Quelle und Senke etwa 10^{-5} A), bezeichnet man als *Schwellspannung (pinch-off-voltage)*. Die von unserer Industrie bisher (1970) gefertigten MOSFET's

Typ	U_T in V	$U_{DS,max}$ in V	$U_{GS,max}$ in V	$I_{D,max}$ in mA	R_{th} in grd/mW
SM 101	—10	20	—10 ... +5	15	1,25
SM 102	—10	20	—10 ... +5	15	1,25
SM 103	—12	20	—15 ... +5	15	0,6
SM 104	— 8	20	—15 ... +5	15	0,6

Zur Erklärung der Abkürzungen und ihrer Bedeutung:
U_T = Schwellspannung bei UDS = 6 V, ID = 10 μA
U_{DS} = Spannung zwischen Drain und Source*
U_{GS} = Spannung zwischen Gate und Source*
I_D = Drainstrom*
R_{th} = Wärmewiderstand zwischen Kanal und Umgebung

* Da die deutschsprachigen Ausdrücke für die Elektroden des MOSFET noch nicht standardisiert sind, werden in den Abkürzungen genau wie vom Herstellerwerk die englischen Ausdrücke *source*, *gate* und *drain* verwendet.

d. h. die Typen *SM 101... SM 104*, sind alle n-Kanal-Verarmungstypen. Folgende wichtige Daten dieser MOSFET's lassen sich nennen (siehe Tabelle S. 18).

Der Leser sollte sich die Symbole und die verschiedenen Typen des MOSFET einprägen, da voraussichtlich in einigen Jahren diese Bauelemente sehr viele Aufgaben in Geräten erfüllen werden. Im Hinblick darauf sind in dieser Broschüre auch einige Schaltungen mit MOSFET's enthalten, obwohl der Preis dieser Bauelemente allgemein zur Zeit noch relativ hoch ist. MOSFET's sind vorläufig in erster Linie für kommerzielle Geräte bestimmt.

2. Schaltungen der NF-Technik

2.1. Mikrofonvorverstärker für niederohmige dynamische Mikrofone

Im Gegensatz zu Kristall- oder Kondensatormikrofonen, die einen hochohmigen Eingang des Mikrofonverstärkers erfordern, benötigen dynamische Mikrofone (Tauschspulmikrofone) meist einen 200-Ω-Eingang. Häufig bleibt es belanglos, wenn der Verstärkereingang hochohmiger ist (Überanpassung), doch gilt für manche Zwecke ein 200-Ω-Abschluß der Mikrofonleitung als erwünscht. Für solche Fälle kann auf den Verstärker-Stromlaufplan zurückgegriffen werden, den Bild 2.1 zeigt [5].

Der 2stufige Vorverstärker enthält eine Eingangsstufe in Basisschaltung (daher der niederohmige Eingang), dem eine

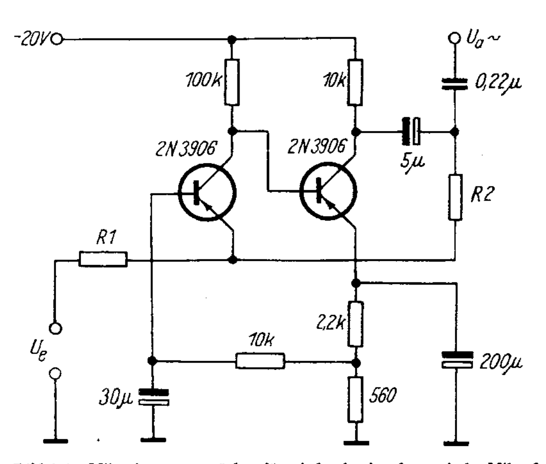


Bild 2.1 Mikrofonvorverstärker für niederohmige dynamische Mikrofone

galvanisch gekoppelte Emitterstufe folgt. Die Widerstände R 1 und R 2 müssen je nach angeschlossenem Mikrofon und Verwendungszweck bemessen werden. R 1 ergibt zusammen mit dem Eingangswiderstand der Basisstufe den korrekten Abschlußwiderstand der Mikrofonleitung (im allgemeinen gleich Z), R 2 bestimmt die Größe der Spannungsverstärkung, denn er stellt die Gegenkopplung des Mikrofonverstärkers dar.
Das Mikrofon darf bei diesem Verstärker nicht über einen Kondensator an den Eingang angeschlossen werden, da es den Gleichstromkreis des 1. Transistors schließt.
Im Original ist der Verstärker mit 2 × *2 N 3906* bestückt. Der Amateur sollte zumindest in der 1. Stufe den rauscharmen *GC 117* bzw. *GC 118* verwenden. Als 2. Transistor kommt der *GC 116 ... GC 122* in Frage, d. h. praktisch alle NF-Anfangsstufentransistoren mit einer maximalen Verlustleistung von 50 mW an aufwärts.

2.2. NF-Entzerrervorverstärker für Tonabnehmer

Magnetische oder dynamische Tonabnehmer müssen über einen zusätzlichen Vorverstärker an den Plattenspieleranschluß des Rundfunkgerätes angeschlossen werden. Der Verstärker „entzerrt" gleichzeitig den Frequenzgang des Tonabnehmers gemäß der RIAA- oder DIN-Kurve. Eine ähnliche Aufgabe wie der Entzerrerverstärker, dessen Stromlaufplan Bild 2.2 zeigt [6], erfüllt auch der Entzerrervorverstärker im Plattenspieler *P 15 N-65* vom VEB Funkwerk Zittau.
Der 2stufige Verstärker ist mit Siliziumtransistoren vom Typ *BC 149 B* bestückt. Sie lassen sich gegen *SC 110 ... 112* bzw. *SC 206 ... SC 207* austauschen. Verschiedene selektive Gegen- bzw. Mitkopplungen bewirken die normgerechte Frequenzabhängigkeit der Ausgangsspannung.
Die Verstärkung beträgt bei 1000 Hz rund 39 dB (≈ 98), der Klirrfaktor bei einer Ausgangsspannung von 2 V bleibt unter 0,5 %. Der Verstärker – von dem selbstverständlich auch 2 Exemplare für Stereotonabnehmer eingesetzt werden können – nimmt an 15 V einen Strom von 0,75 mA auf.

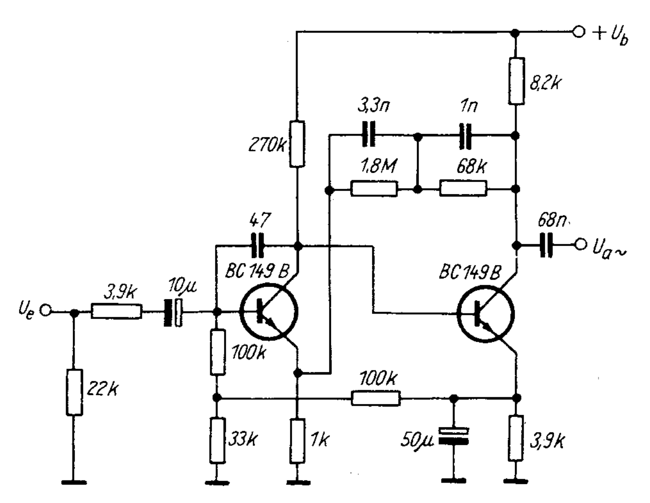


Bild 2.2 Entzerrervorverstärker für Tonabnehmer

2.3. Einfacher Telefonverstärker

Häufig besteht der Wunsch, ankommende Ferngespräche zu verstärken, um besser verstehen zu können. Der Bau eines einfachen transistorisierten Verstärkers liegt für den Elektronikamateur nahe, obwohl, wie betont werden muß, von Privatpersonen keine Eingriffe in den Fernsprecher vorgenommen werden dürfen! Deshalb muß auch der in Bild 2.3 gezeigte Telefonverstärker [7] „privaten" Telefonleitungen, etwa zwischen Wohnung und Werkstatt, vorbehalten bleiben.

Als Transistor kann im Prinzip jeder beliebige NF-Anfangsstufentyp verwendet werden. Ein *GC 301* ist jedoch besonders zu empfehlen, um eine Überlastung des Transistors auszuschließen.

Der Leser muß die Schaltung studieren, um ihre Wirkungsweise zu verstehen. Als „Hörverstärkung" geschieht folgendes: Die Sprechwechselspannung zwischen beiden Leitungen steuert über den Kondensator die Basis des Transistors. Vom Kollektor wird die verstärkte Spannung dem Hörer zugeführt.

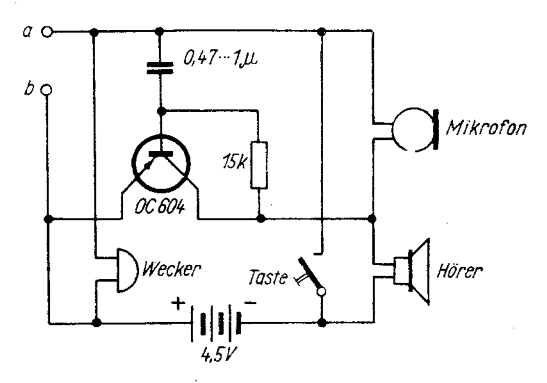


Bild 2.3 Telefonverstärker

In Reihe mit diesem liegt als Gleichspannungsquelle eine 4,5-V-Flachbatterie, deren Pluspol am Emitter angeschlossen ist.
Die Basisvorspannung wird durch einen 15-kΩ-Widerstand zum Kollektor erzeugt. Als Mikrofonverstärker steuert die Mikrofon-Wechselspannung wieder die Basis. Der Basiskreis besteht aus Kondensator, Mikrofonkapsel, Hörer, Batterie und Emitter. Die 4,5-V-Batterie erzeugt damit auch den für Kohlemikrofone erforderlichen Mikrofonstrom, denn parallel zur Fernsprechleitung liegt der Gleichstromwiderstand des Weckers.
Am Rande sei erwähnt, daß auch die verstärkte „eigene" Mikrofonspannung im Hörer mitgehört wird.

2.4. Mikrofonverstärker mit großem Eingangswiderstand

Mit Feldeffekttransistoren lassen sich bekanntlich sehr hochohmige Eingangswiderstände erreichen. Für Kristallmikrofone und Fotozellen (Lichttonabtastung) z. B. ist dies sehr wichtig. Bild 2.4 zeigt den Stromlaufplan eines solchen NF-Vorverstärkers: Ein Feldeffekttransistor in sogenannter Source-

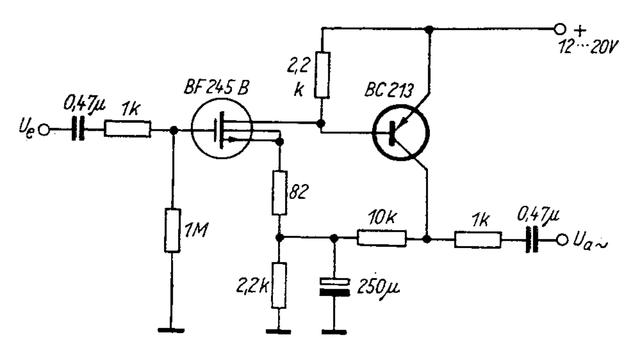


Bild 2.4 Mikrofonverstärker mit großem Eingangswiderstand

Schaltung (vergleichbar der Emitterschaltung des Sperrschichttransistors) ist galvanisch mit einem ihm folgenden pnp-Transistor gekoppelt. Auch dieser wirkt in Emitterschaltung. Eine Gegenkopplung führt von seinem Kollektor zur Source des Feldeffekttransistors, wodurch der Verstärker weitgehend unabhängig von Alterungserscheinungen, Speisespannungsschwankungen usw. wird. Außerdem vergrößert sie den Eingangswiderstand des Verstärkers, der in der gezeigten Schaltung [8] etwa $2{,}2 \cdot 10^9\ \Omega$ betragen soll. Durch die Gegenkopplung geht aber die Spannungsverstärkung von rund 1000 auf etwa 100 zurück.
An Stelle des *BF 245 B* wird unser MOSFET *SM 102* vorgeschlagen, für den Si-pnp-NF-Transistor *BC 213* kann der Typ *SC 100 ... SC 109* verwendet werden. Die Betriebsspannung sollte + 12 V nicht überschreiten.

2.5. Aussteuerungsmesser*

In NF-Anlagen, an Tonbandgeräten, Kraftverstärkern usw., muß die Lautstärke bzw. der Pegel der NF-Spannung überwacht werden, um ein Übersteuern zu vermeiden. Sogenannte Aussteuerungsmesser, d. h. NF-Voltmeter, zeigen die Lautstärkespitzen an.

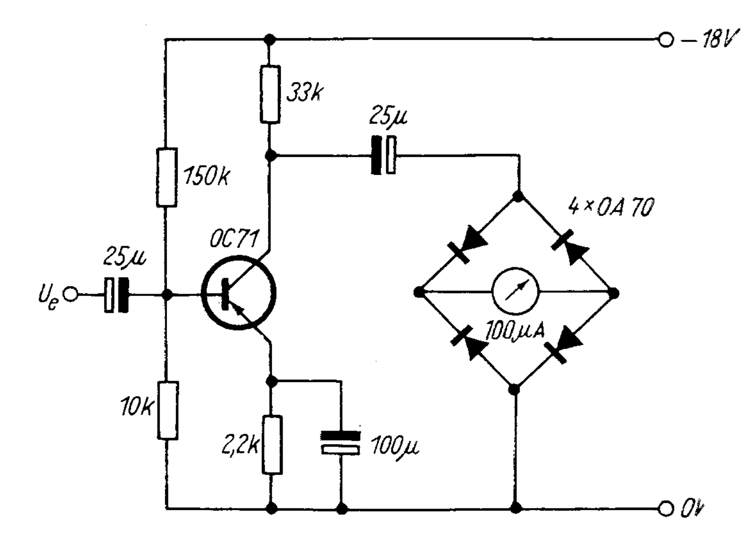
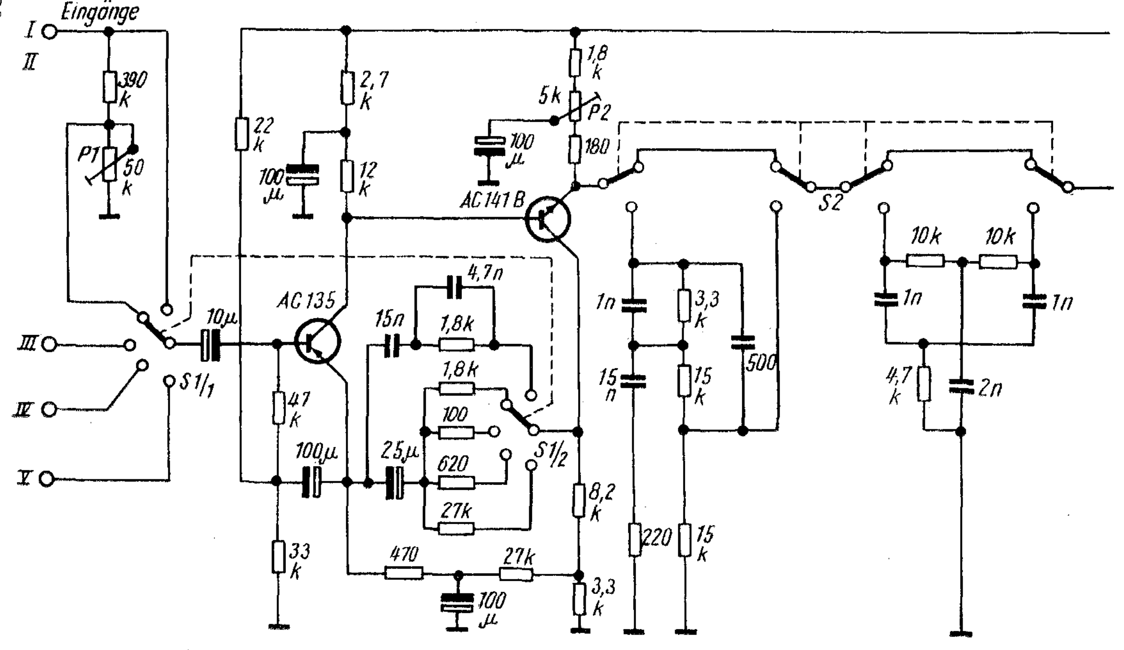


Bild 2.5 Aussteuerungsmesser

Ein einfaches NF-Voltmeter reicht in den seltensten Fällen aus. Bild 2.5 zeigt den Stromlaufplan eines Aussteuerungsmessers mit einem Transistor [9]:
Die zu überwachende NF-Spannung liegt an seiner Basis. Nach Verstärken im Transistor wird diese in einem Brückengleichrichter gleichgerichtet und vom Instrument angezeigt. Dem 100-μA-Instrument ist im Bedarfsfall ein Kondensator parallel zu schalten, wenn sein Zeiger „zappelt", d. h. auf jede kleine Lautstärkespitze durch Überschwingen reagiert. Der Wert des Kondensators muß ausprobiert werden, er richtet sich nach den ballistischen Daten des Meßinstrumentes.
Der Hauptvorteil des gezeigten Aussteuerungsmessers liegt in seinem geringen Leistungsbedarf. Sein Eingangswiderstand beträgt etwa 1 bis 5 kΩ, d. h. belastet das Meßobjekt kaum.
Der Transistor *OC 71* läßt sich durch jeden beliebigen NF-Anfangsstufentyp (*GC 116* o. ä.) ersetzen, die Germaniumdioden *OA 70* durch *GA 100* o. ä.


Eingänge
I
II
III
IV
V
390 k
P1
50 k
22 k
2,7 k
100 µ
12 k
5 k
P2
1,8 k
100 µ
180
AC 141 B
S2
10 k
10 k
1n
1n
4,7 k
2n
1n
3,3 k
15 n
15 k
500
10µ
AC 135
4,7n
15n
1,8k
1,8k
100
620
27k
S1/1
S1/2
47 k
100µ
25µ
8,2 k
220
15 k
33 k
470
27k
100 µ
3,3 k

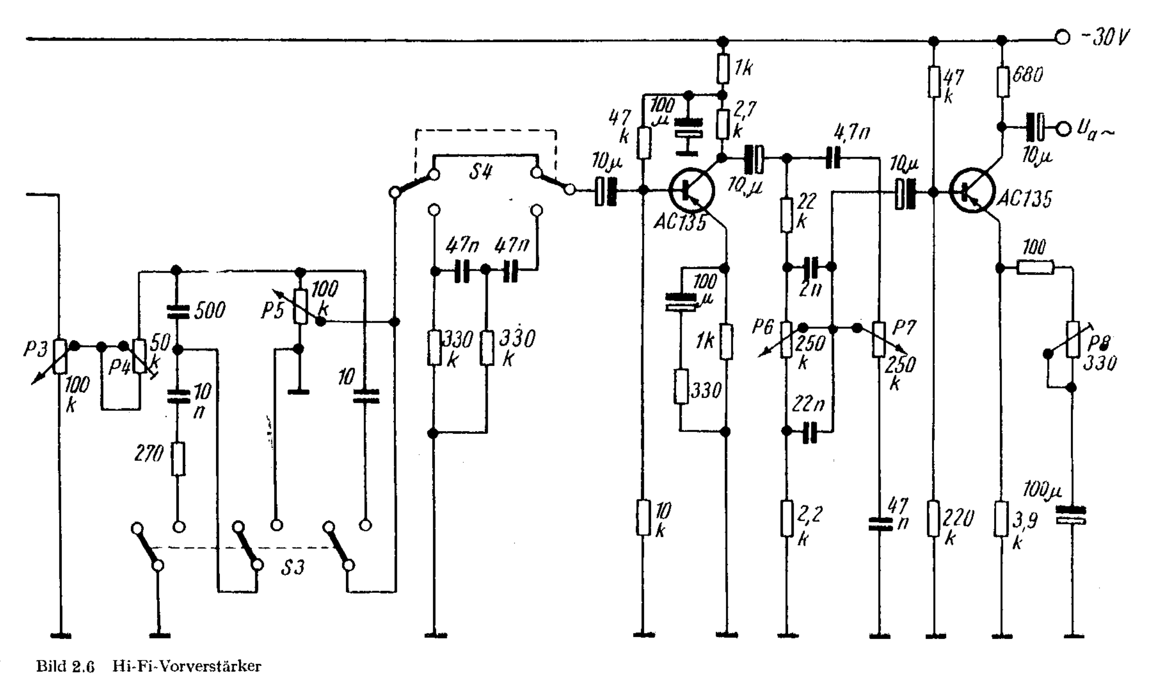


Bild 2.6 Hi-Fi-Vorverstärker

2.6. Hi-Fi-Vorverstärker

NF-Amateure sind oft auf der Suche nach neuen und günstigen Geräteschaltungen. Den Stromlaufplan eines hochwertigen Vorverstärkers zeigt Bild 2.6 [10].
Der Eingang ist umschaltbar auf 4 verschiedene Eingänge. Die Empfindlichkeit und der Eingangswiderstand der einzelnen Eingänge sind verschieden groß. Sie betragen für:

Eingang I	(magnetischer Tonabnehmer)	1 mV an 47 kΩ;
Eingang II	(Kristall-Tonabnehmer)	200 mV an 410 kΩ;
Eingang III	(Tonbandgerät)	40 mV an 500 kΩ;
Eingang IV	(FM-Demodulator)	10 mV an 600 kΩ und
Eingang V	(weitere Quellen)	1 mV an 600 Ω.

Die Ausgangsspannung beträgt in allen Fällen maximal 100 mV an 600 Ω, die nichtlinearen Verzerrungen bei 1 kHz liegen unter 0,2 % für 1 V Ausgangsspannung. Der Geräuschabstand ist größer als 70 dB und die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung liegt zwischen 20 Hz und 25 kHz unter 1 dB, bezogen auf 1000 Hz.
Der Verstärker ist 4stufig aufgebaut. Für die Bestückung mit Transistoren unserer Produktion wird empfohlen: *GC 301* für *AC 135*, *SC 111* für *AC 141 B*.
Es ist zu bedenken, daß ein solch hochwertiges Gerät auch viel Sorgfalt und Überlegung erfordert. Ohne Messungen am fertigen Gerät kommt man nicht aus!
Der Verstärker enthält neben einer Höhen- und Tiefenregelung einen Rumpel- und einen Rauschfilter, beide abschaltbar. Außer dem eigentlichen stufenlosen Lautstärkeregler enthält der Verstärker auch einen Schalter, mit dem die Lautstärke um rund 20 dB gedämpft werden kann. Die Frequenzabhängigkeit der Eingangsspannung ist für den Eingang I (Tonabnehmer) gemäß RIAA entzerrt.
Dieser Vorverstärker ist ein hochwertiges Gerät mit verhältnismäßig großem Aufwand. Man bedenke, daß die Spannungsverstärkung (Eingänge 1 und 5) nur etwa 100 beträgt!

Für die 1. Stufe sollte ein rauscharmer Transistor verwendet werden. Es genügt ein *GC 118*, besser *GC 117*.

Zu dem großen Aufwand dieses Verstärkers gehören auch die zahlreichen Bedienungsgriffe, die der eine oder andere Leser beim Nachbau teilweise einsparen kann. Es bedeuten:

S1 – Wahlschalter für einen der 4 Eingänge,
S2 – Ein/Aus-Schalter für das Nadelgeräuschfilter,
S3 – Dämpfungsschalter zur Verringerung der Lautstärke um einen festen Betrag (z. B. beim Telefonieren),
S4 – Ein/Aus-Schalter für das Rumpelfilter,
P1 – Abgleichregler für den Pegel an Eingang II,
P2 – Abgleichregler für die Verstärkung. Bei den jeweils angeschlossenen Quellen muß 100 mV Ausgangsspannung damit eingestellt werden,
P3 – Regler zum Einstellen der maximalen Ausgangsspannung,
P4 – Balanceregler (nur bei Stereoanlagen von Bedeutung, hier dient er dazu, gleiche Verstärkung in beiden Kanälen einzustellen),
P5 – betrieblicher Aussteuerungsregler,
P6 – Baßregler,
P7 – Diskantregler,
P8 – Einstellregler in Zusammenhang mit P3.

2.7. Direktgekoppelter NF-Verstärker*

Besonders für newcomer ist es oft ein Problem, einen einfachen mehrstufigen NF-Verstärker aufzubauen. Die Dimensionierung der einzelnen Bauteile bereitet noch Schwierigkeiten. Mit einem direkt gekoppelten NF-Verstärker lassen sich viele Schwierigkeiten dieser Art umgehen.

Einen sehr einfachen NF-Verstärker zeigt der Stromlaufplan in Bild 2.7. Die 3 Transistoren *П 13* arbeiten direkt gekoppelt. T1 und T2 bilden eine *Darlington*-Schaltung. Der Eingangswiderstand von T1 in Kollektorschaltung ist groß. T3 arbeitet als Endstufe. In seinem Kollektorkreis befindet sich der Kopfhörer oder ein kleiner Lautsprecher.

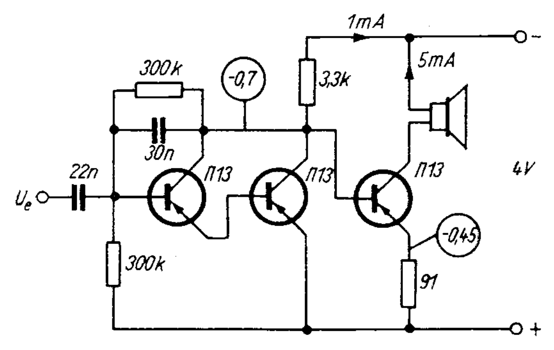


Bild 2.7 Direktgekoppelter NF-Verstärker

Der gesamte Verstärker benötigt für seinen Aufbau nur 4 Widerstände und 2 Kondensatoren außer den erwähnten 3 Transistoren vom Typ *П 13*, die sich gegen unseren *GC 115* austauschen lassen. Auch andere NF-Anfangsstufentransistoren wie *GC 101, GC 116* usw. sind brauchbar.
Der Verstärker läßt sich aus einer Spannungsquelle von 4 V (2 Taschenakkumulatoren in Reihe) betreiben. Er nimmt nur etwa 6 mA auf [11]. Der Amateur könnte die praktisch fehlende Temperaturkompensation bemängeln. Eine Überlastung der Transistoren infolge Arbeitspunktverlagerung ist hierbei nicht zu befürchten, weil sie weit unterhalb ihrer zulässigen maximalen Verlustleistung betrieben werden.

2.8. Emitter-Basis-Kollektor-Basis-NF-Verstärkerstufe

Die in Bild 2.8 gezeigte Schaltung ist nicht, wie man beim ersten Hinschauen glauben könnte, keine NF-Kaskodenstufe, sondern eine Kombination von Emitter-Basis-Stufe und Kollektorstufe. Sie hat einen „normalen“ Eingangswiderstand (einige 100 Ω), aber einen niedrigen Ausgangswiderstand. Beide Transistoren sind galvanisch in Reihe geschaltet, d. h der Kollektorstrom durchfließt beide Transistoren [12].

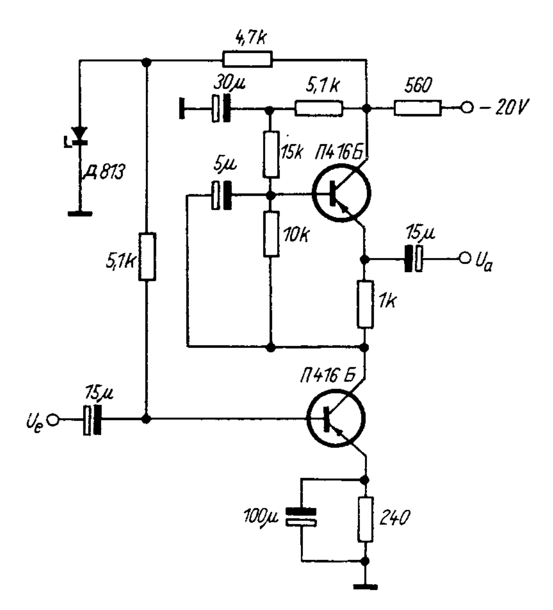


Bild 2.8 Emitter-Basis-Kollektor-Basis-NF-Verstärkerstufe

Falls diese Stufe als Mikrofonverstärker verwendet wird – was sich nicht sehr empfiehlt –, muß mindestens der 1. Transistor ein rauscharmer Typ sein. Man kann sie jedoch vorteilhaft als Breitbandverstärker bis in den Megahertzbereich verwenden. Die Originaltransistoren *П 416* sollten dann durch *GF 128* ersetzt werden. Die beiden Typen entsprechen einander weitgehend. Die Z-Diode *Д 813* ist durch unsere *SZX 20/13* auszutauschen.

Die Stufe arbeitet natürlich auch mit kleineren Batteriespannungen als den angegebenen — 20 V, die Veröffentlichung nennt als untere Grenze — 6 V. Es ist aber zu beachten, daß dann auch die Z-Diode ausgetauscht werden muß, um noch eine stabilisierende Wirkung auszuüben.

2.9. Temperaturstabilisierung mit Halbleiterdiode

Beim Selbstbau kleiner Transistorempfänger wird als Leistungsstufe meist eine Gegentakt-B-Schaltung verwendet. Dabei hat der Amateur häufig Schwierigkeiten, wenn er die Gegentaktendstufe gegen Temperaturschwankungen stabilisieren soll. Das Prinzip einer Temperaturstabilisierung mit Halbleiterwiderständen ist zwar einfach, die praktische Dimensionierung dagegen kompliziert.

Es gibt eine relativ einfache und preiswerte Möglichkeit zur Temperaturkompensation. Bild 2.9 zeigt eine Schaltung aus der sowjetischen Amateurtechnik [13]. Der Kollektorstrom der Vorstufe und der Basisstrom der Endstufe durchfließen eine Germaniumdiode. Der Originaltyp *Д 2 B* kann durch unsere *GA 100* bzw. *GA 101* ersetzt werden, es eignet sich im Prinzip jede Germaniumdiode.

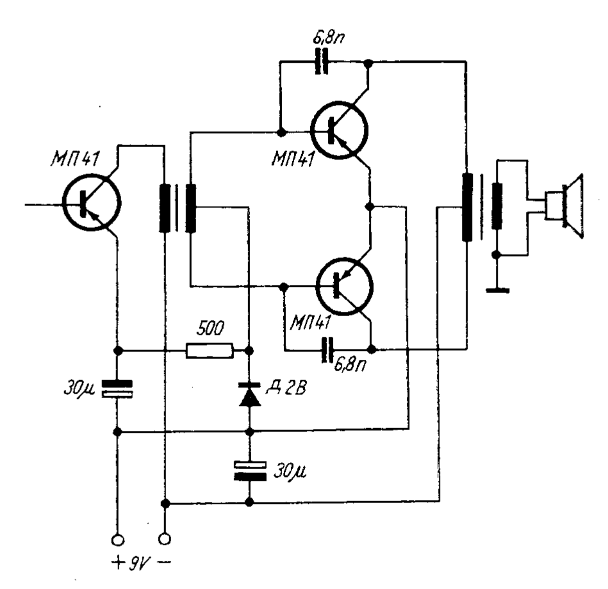


Bild 2.9 Mit Halbleiterdiode temperaturstabilisierte Gegentaktendstufe

Die Diode sorgt für eine stromabhängige Emitterspannung der Vorstufe und für eine ebenfalls stromabhängige Vorspannung der Basis in der Endstufe. Ohne Ansteuerung fallen dabei etwa 0,15 V ab. Weiterhin bewirkt sie eine gewisse Temperaturkompensation, denn mit steigender Temperatur fällt ihr Widerstand und damit auch die Basisspannung der Endstufe (kleinerer Kollektorstrom).
Natürlich ist die Wirksamkeit der Diodentemperaturkompensation nicht mit der Halbleiterwiderstandkompensation in industriell hergestellten Geräten gleichzusetzen. Der Anfänger sollte aber, bevor er auf die Temperaturkompensation der Endstufe völlig verzichtet, auf diese Schaltung zurückgreifen. Die Schaltung in Bild 2.9 verdeutlicht nur das Prinzip. Die verwendeten Transistoren *МП 41* entsprechen ungefähr unseren *GC 116*, es können auch andere NF-Anfangsstufentransistoren verwendet werden.

3. Schaltungen der Rundfunkempfängertechnik

3.1. Stereodekoder mit Siliziumtransistoren

Mit dem Stromlaufplan eines Stereodekoders beginnt der Abschnitt mit Schaltungen aus der Rundfunkempfängertechnik. Deshalb eine Warnung:
Für die bisher beschriebenen NF-Schaltungen bestand bei Schaltfehlern *nur* die Gefahr, daß wertvolle Bauteile zerstört wurden. Bei Schaltungen der Rundfunkempfängertechnik können eventuell andere Rundfunkteilnehmer oder Funkdienste gestört werden, z. B. durch einen versehentlich schwingenden Transistor, der dann Hochfrequenzenergie ausstrahlt. Das ist bereits ein Verstoß gegen das Post- und Fernmeldegesetz und kann Unannehmlichkeiten bedeuten. Ein weiteres Problem: Niemand hat etwas dagegen, wenn ein Anfänger ein Gerät baut, das dann nicht funktioniert. Peinlicher und teurer wird es, wenn dieses Sammeln von Kenntnissen und Unkenntnissen mit dem „Verbessern" des Rundfunkempfängers der Familie beginnt. Prinzip für Anfänger: Industriell hergestellte Rundfunkempfänger sind keine Versuchsobjekte!
Bild 3.1 zeigt einen Stromlaufplan eines mit Siliziumtransistoren bestückten Stereodekoders. Diese Schaltung zeigt, entgegen der Gepflogenheit, in diesen Broschüren nur ausländische Schaltungen zu veröffentlichen, einen in der DDR hergestellten und mit DDR-Transistoren arbeitenden Dekoder [14].
Er ist ein Hüllkurvendekoder. T1 verstärkt das Multiplexsignal, das anschließend zur Basis von T2 gelangt. Für das Summen- und auch das Differenzsignal arbeitet dieser Transistor als Emitterstufe. Die erwähnten Komponenten werden am Kollektor von T2 ausgekoppelt.
Im Kollektorkreis von T2 liegt die Primärseite eines selektiven Transformators. Auf seiner Sekundärseite ist ein Frequenz-

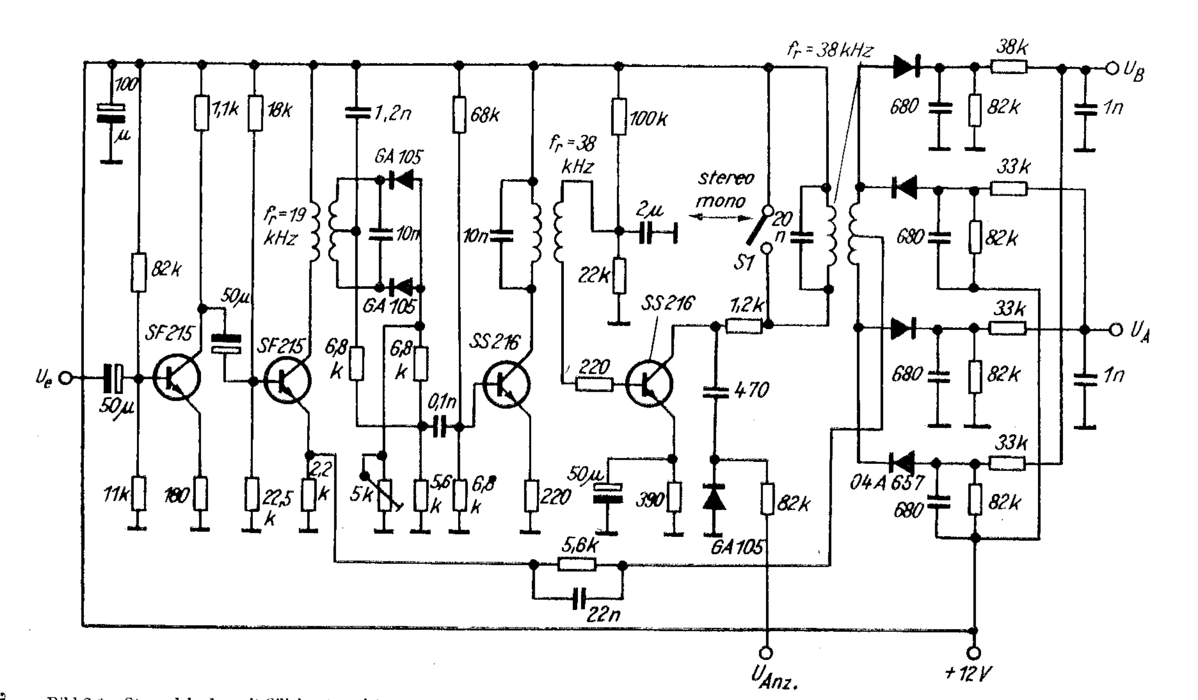


Bild 3.1 Stereodekoder mit Siliziumtransistoren

verdoppler-Diodennetzwerk, das den 19-kHz-Pilotton in den 38-kHz-Hilfsträger umwandelt. Diesen Hilfsträger verstärkt T3 weiter. Der Kollektorkreis von T4 richtet die Spannung gleich; die damit entstandene Richtspannung ist der Hilfsträger- bzw. Pilottonspannung proportional und kann zur Stereoanzeige genutzt werden.
Gleichzeitig wird der Hilfsträger zusammen mit Summen- und Differenzsignal der Gleichrichterbrücke auf der Sekundärseite des Übertragers dem Kollektorkreis von T4 zugeführt. Es entstehen die Stereosignale A (links) und B (rechts).
Es genügt aber nicht, einen Stereodekoder dem FM-Demodulator eines Rundfunkgerätes nachzuschalten, um Stereosendungen empfangen zu können. Der ZF-Verstärker und der FM-Demodulator des Empfängers müssen bestimmte Voraussetzungen erfüllen: Bandbreite etwa 200 ... 250 kHz, keine Absenkung der hohen Niederfrequenzen durch ein Deemphasisglied usw.
Die einzelnen Voraussetzungen für den HF-Stereofonieempfang, falls nicht bekannt, können in der Broschüre *HF-Stereofonieempfang* nachgelesen werden (erschienen im Deutschen Militärverlag in der Reihe *Der praktische Funkamateur*, Band 58).

3.2. Einfacher Geradeausempfänger (HF-Teil)*

Die Schaltung in Bild 3.2 ist besonders für den Anfänger geeignet [15]. Sie zeigt den HF-Teil eines Geradeausempfängers. Die Antennenspannung gelangt zu 2 aperiodischen RC-Verstärkerstufen und wird anschließend in 2 Germaniumdioden demoduliert. Für die beiden HF-Transistoren lassen sich unsere *GF 100* verwenden (die hohe Grenzfrequenz des Originaltransistors *П 403* ist in dieser Schaltung nicht erforderlich). Für die Germaniumdioden eignen sich unsere *GA 100*.
Die Bestückung dieser Schaltung gilt als absolut unkritisch: Die Transistoren sollen eine Grenzfrequenz $f_{21e} > 1{,}5$ MHz haben, die Dioden sind völlig unkritisch. Soll die Schaltung

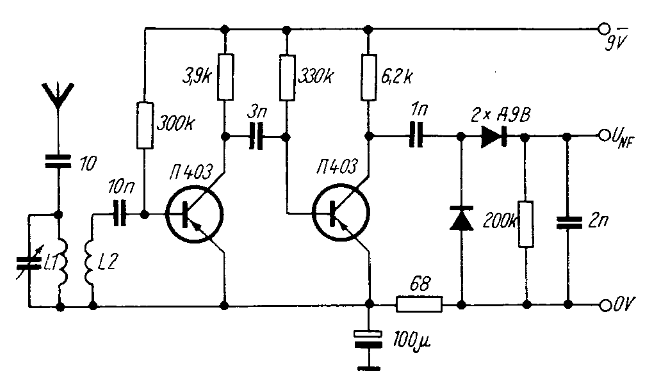


Bild 3.2 Einfacher Geradeausempfänger (HF-Teil)

zu einem kompletten Geradeausempfänger ergänzt werden, eignet sich für den NF-Teil, der dem gezeigten HF-Teil folgen soll, jede Kleinleistungsstufe (z. B. *GC 121* für Lautsprecher, *GC 101* oder *GC 116* für Ohr- bzw. Kopfhörer), wie sie u.a. im 2. Kapitel dieser Broschüre enthalten ist.
Über die Spulendaten lagen keine Angaben vor, bei ihrer Auswahl gilt: L1 – beliebige Mittelwellenspule (etwa 0,5 mH bei 270-pF-Drehkondensator), L2 – hat etwa $^1/_{10}$ der Windungen von L1, mit der sie gekoppelt ist. Eventuell kann anstelle von L2 auch eine Anzapfung von L1 bei $^1/_{10}$ ihrer Windungszahlen erfolgen.
Unter anderem kann der gezeigte HF-Teil auch als Rundfunkteil in einem Magnettongerät arbeiten. Dann ist kein NF-Teil erforderlich, am Ausgang der gezeigten Schaltung kann die NF-Spannung direkt dem Magnettongerät (Mikrofon- oder Plattenspielereingang) zugeführt werden.

3.3. Geradeausrundfunkempfänger*

Bevor der Elektronikanfänger vom selbstgebauten Einkreiser zum selbstgebauten 6-Kreis-AM-Superhetempfänger übergeht, sollte er praktische Erfahrungen sammeln. Der in Bild 3.3

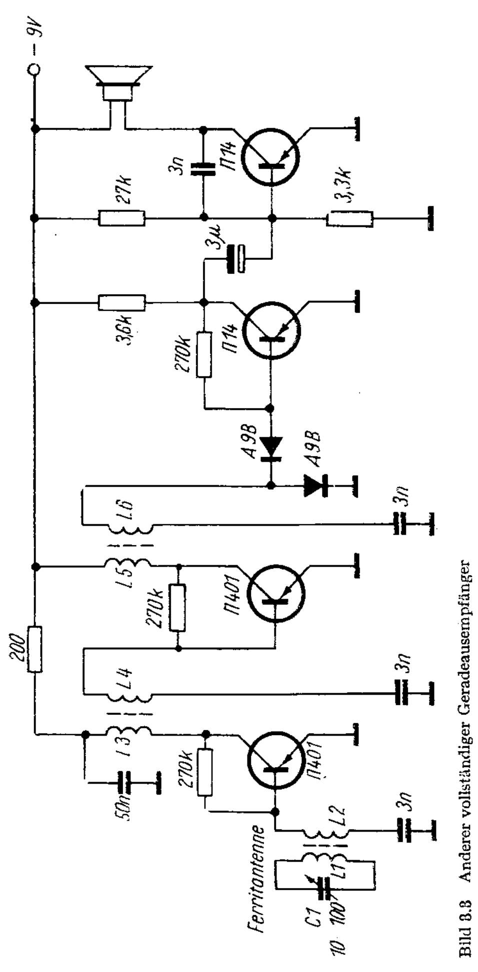


Bild 3.3 Anderer vollständiger Geradeausempfänger

gezeigte Empfängerstromlaufplan [16] bietet die Möglichkeit, sich schrittweise an komplizierte Schaltungen heranzuwagen. Eine Ferritantenne nimmt hier den zu empfangenden Sender auf. Eine Koppelwicklung (L2) gibt die HF-Spannung an die

Basis von T1. Hierfür kann ein HF-Transistor ab *GF 100* verwendet werden. Dies trifft auch auf die 2. Stufe zu.
Die beiden HF-Transformatoren (L3/L4 und L5/L6) und die Ferritantenne müssen durch geschickte Anordnung (verschiedene Achsen, ausreichender Abstand) entkoppelt sein, weil sonst der Empfänger schwingt.
Die Demodulation erfolgt in den Dioden D1 und D2. Geeignet sind praktisch alle Germaniumdioden unserer Produktion, beide müssen vom gleichen Typ sein. Ein Lautstärkeregler fehlt in der Schaltung, die denkbar einfach gehalten wurde. Die beiden NF-Stufen können mit unserem *GC 116* bzw. *GC 121* bestückt werden.

Spulendaten

L1	300 Wdg., 0,12-mm-CuL,	in kleine Wicklungen zu je 20 Wdg. aufgeteilt, auf Ferritstab gewickelt,
L2	8 Wdg., 0,12-mm-CuL,	auf gleichem Ferritstab wie L1 gewickelt,
L3	200 Wdg., 0,12-mm-CuL,	auf 7-mm-Stiefelkern mit Ferrit gewickelt,
L4	30 Wdg., 0,12-mm-CuL,	auf gleichem Kern wie L3 gewickelt,
L5	150 Wdg., 0,12-mm-CuL,	auf 7-mm-Stiefelkern mit Ferrit gewickelt,
L6	80 Wdg., 0,12-mm-CuL,	auf gleichem Kern wie L5 gewickelt.

L3 ... L6 sollten, wenn möglich, Kreuzwickelspulen („Honigwabenspulen“) sein. Der Empfänger ist sehr empfindlich, aber wenig trennscharf. Er eignet sich deshalb gut für ländliche Gegenden, wo kein Sender „vor der Tür“ steht. Für Großstädte mit mehreren Sendern ist er nicht zu empfehlen.

3.4. 2-Transistorenreflexempfänger

Wenn auch der Aufbau eines Transistoreinkreisers zu den einfachsten Arbeiten des angehenden Elektronikamateurs gehört

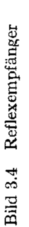


Bild 3.4 Reflexempfänger

– nicht jeder Rundfunkempfänger ist einfach zu bauen! Zwischen Einkreiser und Superhet steht, zumindest dem Schwierigkeitsgrad nach, der Reflexempfänger, der viel zu wenig bekannt ist. Durch das Reflexprinzip – die doppelte Ausnutzung der Verstärkerelemente für Hoch- und Niederfrequenz – bietet sich die Möglichkeit, mit nur wenig Verstärkerelementen eine große Verstärkung zu erreichen.

Der Stromlaufplan eines 2-Transistorenreflexempfängers ist in Bild 3.4 zu sehen [16]: Eine HF-Stufe mit dem Transistor *2 SA 353* liefert über einen aperiodischen HF-Transformator die verstärkte Antennenspannung an eine Halbleiterdiode, die sie demoduliert. Die auf diese Weise entstandene NF-Spannung wird wieder in dem gleichen Transistor *2 SA 353* verstärkt. Es folgt die Endstufe mit dem Transistor *2 SB 77*. Die Schaltung weicht in manchen Punkten vom Konventionellen ab. Durch den Lautstärkeregler wird z. B. die Ausgangsspannung des Treibertransformators mehr oder weniger kurzgeschlossen. Die Eintakt-A-Endstufe ist, weil ein Kondensator parallel zum Emitterwiderstand fehlt, stromgegengekoppelt.

Spulendaten

Tr 1, primär 3,5 μH, Q = 320 bei 1 MHz (unbelastet), sekundär
$^1/_4$ der Primärwindungszahl;
Tr 2, primär 2,8 mH, Q = 20 bei 600 kHz (unbelastet), sekundär
gleiche Windungszahl wie primär.

Für den Transistor *2 SA 353* wird unser Typ *GF 131* empfohlen, es sind jedoch auch andere Typen verwendbar (möglichst große Grenzfrequenz). Für den *2 SB 77* kann der Austauschtyp *GC 301* genommen werden, für die Diode *1 N 34 A* unsere *GA 108*.
Die Übertrager: Vor der Endstufe ist der Typ *K 20* zu empfehlen (nur eine Hälfte der Sekundärwicklung benutzen); als Ausgangsübertrager der Typ *K 21*.

3.5. AM-ZF-Verstärkerstufe in Kaskodeschaltung*

In Teil 1 (Reihe *Der praktische Funkamateur*, Band 78) wurde ein ZF-Verstärker für Fernsehempfänger in Kaskodeschaltung gezeigt. Diese Schaltung ist auch für AM-Rundfunkempfänger

bedeutend, weil dabei eine Veränderung des Eingangswiderstandes der Stufe bei Regelung als unerwünscht gilt.
In einem sowjetischen Transistorreisesuper wurde der ZF-Verstärker mit Kaskodestufen ausgeführt [18]. Bild 3.5 zeigt eine Stufe davon (beide Stufen des Empfängers sind völlig gleich aufgebaut). Die in der Originalschaltung verwendeten Transistoren *П 403* entsprechen etwa dem *GF 130* unserer Produktion. Die Spulen haben für eine Frequenz von 465 kHz folgende Wickeldaten:

L 1 130 Wdg., 0,12-mm-Draht,
Induktivität = 0,38 mH, Güte = 60
L 2 13 Wdg., 0,15-mm-Draht.

Am oberen Ende des Basisspannungsteilers kann eine Regelspannung zugeführt werden.
Die Schaltung ist unkritisch und benötigt keine Neutralisation, sie ist deshalb besonders für Anfänger geeignet.

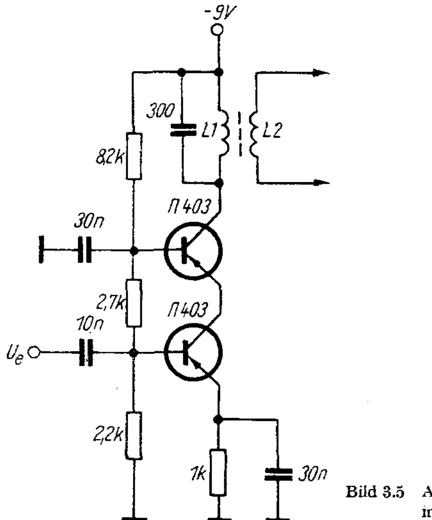


Bild 3.5 AM-ZF-Verstärkerstufe in Kaskodeschaltung

3.6. AM-ZF-Kaskodeverstärker mit komplementären Transistoren

Auch mit einer Kombination von pnp- und npn-Transistoren läßt sich ein Kaskodeverstärker aufbauen. Die Schaltung dafür ist sogar recht interessant (Bild 3.6). Da es in unserer

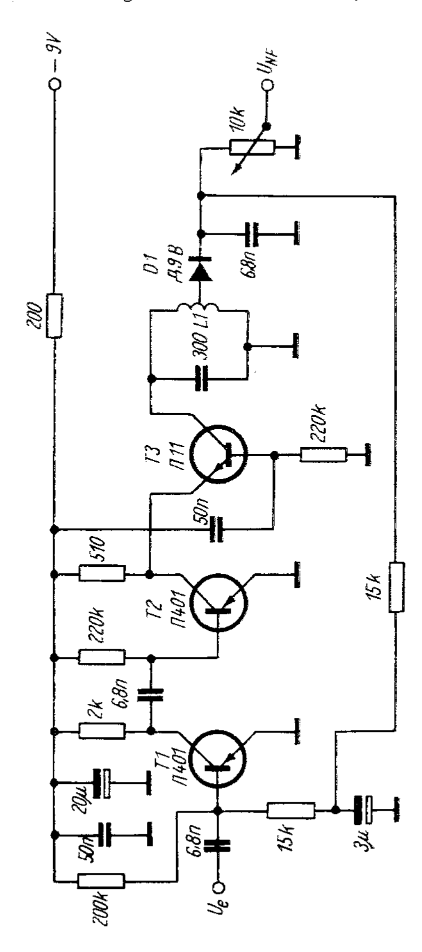


Bild 3.6 Kaskodeschaltung mit komplementären Transistoren

Fertigung keine Germanium-npn-Transistoren gibt wie in der UdSSR, muß auf Silizium-npn-Transistoren ausgewichen werden, wenn keine importierten Typen vorhanden sind. Das ist auch die modernere Lösung. Hier empfiehlt sich folgende Bestückung: *П 401* ist zu ersetzen durch unseren *GF 105*, *П 11* durch *SF 121* und *Д 9 B* durch unseren *GA 100*.
Die 1. Stufe des ZF-Verstärkers (465 kHz) arbeitet in Emitterschaltung als RC-Verstärker und wird damit nicht neutralisiert. T2 und T3 bilden eine Kaskodestufe, die wegen der in ihr stattfindenden 180° Phasendrehung ebenfalls keine Neutralisation erfordert und außerdem keinen Schwingkreis am Eingang enthält.
Der Ausgangskreis wird mit 105 Wdg., 0,1-mm-CuL, angezapft bei 35 Wdg. für die Diode angegeben. Es kann auch jeder andere ZF-Kreis verwendet werden. Bemerkenswert ist die ALR vom Diodenkreis auf die Basis der 1. Stufe [19].

3.7. Elektronische Bandbreiteregelung

Vielen Amateuren ist bekannt, wie sich mit Kapazitätsdioden die elektronische Abstimmung realisieren läßt:
Parallel zu den Spulen werden an Stelle von Drehkondensatoren Kapazitätsdioden geschaltet, die mit den Spulen Schwingkreise bilden. Durch einfaches Ändern der Sperrspannung der Kapazitätsdioden läßt sich die jeweilige Resonanzfrequenz des Schwingkreises ändern, die Kreise werden auf die betreffende Frequenz abgestimmt.
An die Schwierigkeiten, die es besonders in der Serienfertigung von Geräten bereitet, alle Kreise im Gleichlauf abzustimmen, soll nicht erinnert werden. Der entscheidende Grundvorteil der elektronischen Abstimmung: Bedienungselement und Abstimmorgan können an verschiedenen Stellen des Gerätes bzw. der Anlage angeordnet sein, sie sind nur durch eine unkritische Gleichspannungsleitung miteinander verbunden.
Bild 3.7 zeigt nun eine weitere interessante Anwendung der Kapazitätsdiode [20]. Sie ermöglicht, die Bandbreite eines AM-ZF-Bandfilters elektronisch zu verändern. Dazu muß die

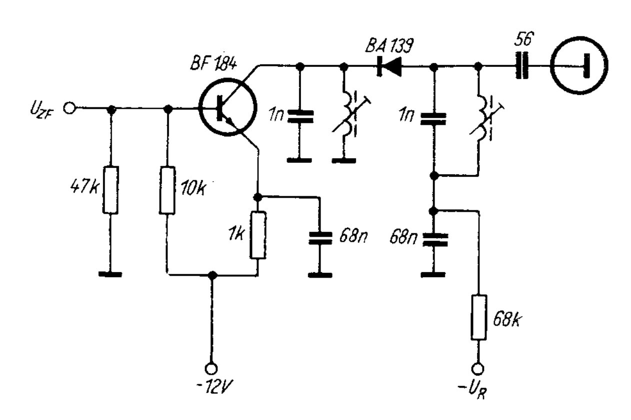


Bild 3.7 Bandbreiteregelung mit Kapazitätsdiode

Kapazitätsdiode als Koppelelement zwischen Primär- und Sekundärkreis eines kapazitiv gekoppelten Bandfilters geschaltet werden. Da sie die einzige Kopplung zwischen den Bandfilterkreisen darstellt, dürfen z. B. die Spulen nicht miteinander induktiv koppeln! (einzeln abschirmen).
Die Kapazitätsdiode *BA 139* (Siemens) läßt sich gegen unsere *SA 128* austauschen. Weil deren Kapazität bei 0 V Sperrspannung größer als die der Originaldiode ist, empfiehlt sich die Serienschaltung mit einem 16-pF-Kondensator, den ein 50-kΩ-Widerstand shuntet.
In der Originalschaltung wird eine Bandbreiteänderung von 7 ... 20 kHz bei einer Gleichspannungsänderung (U_R) von 1 ... 12 V erreicht. Natürlich hängen diese Angaben vom verwendeten Bandfilter ab.

3.8. Superhetvorsatz

Wer sich den Bau eines AM-Superhetempfängers zutraut, sollte am besten mit einem Superhet*vorsatz* beginnen, dessen Stromlaufplan Bild 3.8 zeigt: Das Gerät enthält nur den HF- und ZF-Teil des Superhetempfängers; es ist durch einen

Bild 3.8 Superhetvorsatz

in weiten Grenzen wählbaren NF-Teil zu ergänzen. Es weist somit große Ähnlichkeit auf mit dem Rundfunkvorsatzgerät in Bild 3.2.
Die Schaltung enthält nur 2 Transistoren und 1 Halbleiterdiode. Für die Bestückung mit DDR-Bauelementen, die in weiten Grenzen unkritisch ist, werden die Transistoren *GF 105* und die Diode *GA 100* empfohlen.
Die Angabe der Wickeldaten in der Originalveröffentlichung [21] war nur spärlich, doch wird sie von dem etwas erfahrenen Amateur leicht ergänzt werden können. Teile ausrangierter Spulensätze, nicht mehr gebrauchte AM-ZF-Filter usw. sind sicher immer zu finden.

	MW-Bereich	LW-Bereich	
L1	62 Wdg.	230 Wdg.	Auf Ferritstab mit 7 ... 8 mm Durchmesser
L2	8 Wdg.	11 Wdg.	Auf Ferritstab mit 7 ... 8 mm Durchmesser
L3		62 Wdg.	
L4		9 + 56 Wdg.	
L5		2 + 4 + 50 Wdg.	
L6		75 Wdg.	
L7		50 Wdg.	

Die Wirkungsweise der Schaltung ist leicht verständlich: Von der Ferritantenne wird die aufgenommene HF-Spannung der Basis der selbstschwingenden Mischstufe T1 zugeführt. Am Emitter befindet sich der Oszillatorkreis; die Rückkopplung führt zur Basis.
Am Kollektor wird die ZF (465 kHz) abgenommen, durch ein Zweikreisbandfilter geleitet und in T2 verstärkt. Die verstärkte ZF-Spannung wird in einem HF-Übertrager am Kollektor von T2 ausgekoppelt und in D1 demoduliert.
Der gezeigte AM-Superhetvorsatz ist z. B. dazu geeignet, aus mehreren relativ stark einfallenden Mittel- oder Langwellensendern den gewünschten „herauszufischen". Eine ALR fehlt, was darauf hindeutet, daß der Superhetvorsatz nicht für Fernempfang bestimmt ist.

4. Schaltungen der Fernsehempfängertechnik

4.1. UHF-Konverter mit 1 Transistor (UdSSR)

Auch in der UdSSR wurden Fernsehkonverter durch die Industrie entwickelt [22], um Fernsehsender im Band IV mit den bisherigen Fernsehgeräten empfangen zu können. Bild 4.1 zeigt eine Konverterschaltung. Für den Nachbau fehlen eine Reihe von Angaben, zumindest für den Amateur, der auf dem Gebiet der UHF-Technik keine Erfahrungen hat. Die angewendete Schaltungstechnik ist dafür sehr interessant. Sie zeigt, wie in der UdSSR das UHF-Fernsehempfangsproblem auf der Empfängerseite gelöst wird.
Der Konverter arbeitet ohne Vorstufe, d. h. nur mit einem Transistor. Die Vorstufe würde auch nur sehr wenig zur Verstärkung des Gerätes beitragen. Ihre Aufgabe wäre vor allem eine große Rückwärtsdämpfung der in der selbstschwingenden Mischstufe erzeugten Oszillatorspannung. Deshalb befindet sich zwischen Antenneneingang und Transistor ein UHF-Bandfilter, dessen Selektion wesentlich größer als die eines Einzelkreises ist.
Beide Kreise des Bandfilters sind gleich ausgeführt (Länge = 40 mm, Durchmesser = 1,5- bzw. 0,8-mm-CuAg). Die Kopplung stellt ein sogenannter Koppelschlitz in der Abschirmwand zwischen beiden her. Der Emitter des Transistors wird induktiv über eine Koppelschleife angekoppelt. Wie üblich, führt man die Gleichspannung über ein RC-Glied zu. Der Widerstand sorgt für die Temperaturkompensation.
Zwischen Emitter und Kollektor des Transistors befindet sich ein kleiner 1,5-pF-Kondensator, der die Rückkopplung des Oszillators auf den Emitter unterstützen soll. Der Oszillatorkreis (l = 40 mm) ist in $\lambda/2$-Technik ausgeführt. Er wird im Originalgerät im Gleichlauf mit den beiden Bandfilterkreisen abgestimmt. Da mindestens in den nächsten Jahren in der Regel nur ein UHF-Sender des Deutschen Fernsehfunks an

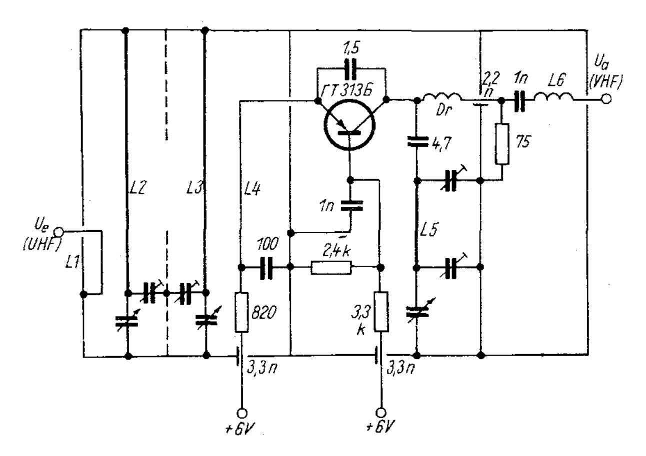


Bild 4.1 UHF-Fernsehkonverter mit 1 Transistor (UdSSR)

einem Ort zu empfangen ist, kann der nachbauende Leser auf den Dreifachdrehkondensator verzichten und parallel zu den einzelnen Leitungskreisen kleine Tauchtrimmer vorsehen.
Die Ausgangsfrequenz (ein Kanal des Bandes I) wird über eine UHF-Drossel ebenfalls vom Kollektor abgenommen und über einen Saugkreis ($f_r \approx 58$ MHz) dem Ausgang zugeführt. Der verwendete Mesa-Transistor ГТ *313* läßt sich durch unseren *GF 145* ersetzen. Die verwendeten Leitungskreise haben einen Wellenwiderstand von ungefähr 200 Ω, daraus lassen sich ihre Abmessungen leicht berechnen. Wichtig ist vor allem im Interesse einer geringen Störstrahlung eine lose Kopplung der Eingangskreise untereinander und zum Emitter. Der Abstand der Koppelschleife zum Leitungskreis soll etwa 1 ... 5 mm betragen. Je größer er gewählt wird, um so loser ist die Kopplung. Auch in diesem Fall empfiehlt sich für den Amateur die Konstruktion des „Chassis" des Konverters aus fugendicht verlötetem kupferkaschiertem Halbzeug.
Die Speiseleitungen sind unbedingt über Durchführungskondensatoren in das Innere der „Chassis" zu führen. Das sind nur einige wenige Hinweise. Der Amateur ist darüber hinaus im Fall des Nachbaus elektronischer Schaltungen voll ver-

antwortlich für die Einhaltung der Bestimmungen des Post- und Fernmeldegesetzes! Ein einziger störender UHF-Tuner bzw. UHF-Konverter kann den Fernsehempfang in diesem Bereich in einem ganzen Wohngebiet stören!
Eine Einführung in die Problematik der selbstgebauten UHF-Konverter – die aber keinesfalls die praktische Erfahrung des Amateurs ersetzen kann – findet der Leser in der Broschüre *Eingangsteile für Band-IV-Fernsehempfang,* Reihe *electronica,* Band 91.

4.2. UHF-Konverter mit 1 Transistor (VR Ungarn)

Bild 4.2 zeigt eine weitere UHF-Konverter-Schaltung [23] aus der VR Ungarn. Sie arbeitet mit 1 Transistor *AF 106,* der etwa unserem *GF 146* entspricht. Dieser ist zwar ein VHF-Transistor, dürfte aber beim Empfang der niedrigen UHF-Kanäle noch schwingen. Beim Konverter ist die Oszil-

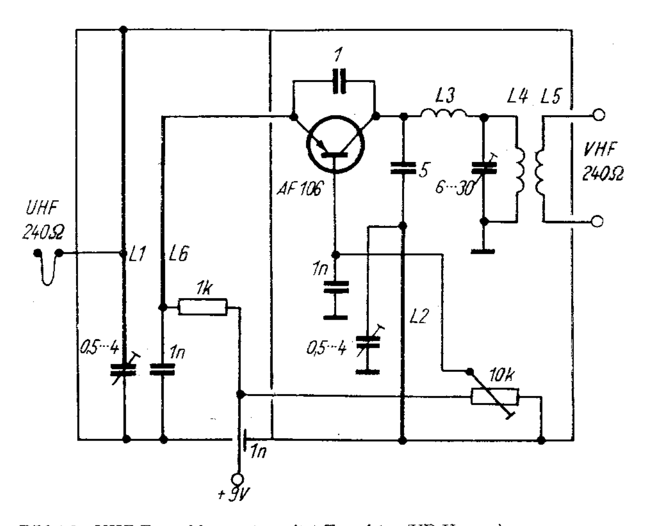


Bild 4.2 UHF-Fernsehkonverter mit 1 Transistor (VR Ungarn)

latorfrequenz um den Wert der Ausgangsfrequenz *niedriger* als die Eingangsfrequenz. Auch die heute (1969) nicht mehr hergestellten Mesa-Transistoren *GF 141 ... GF 143* kommen in Frage.
Wichtig für das Gelingen des Nachbaus ist der mechanische Aufbau des Konverters. UHF-Neulingen muß deshalb auch von dieser Schaltung abgeraten werden. Als Material für das „Chassis" wird kupferkaschiertes Halbzeug verwendet, mit der kupferkaschierten Seite als Innenwände für die Topfkreise. Die Stoßstellen muß man auf der gesamten Länge verlöten. Leitungskreise der Schaltung sind L1, L2 und L6. Während L1 und L2 einen 32 mm langen Innenleiter haben (L1 bei 25 mm vom „kalten" Ende angezapft), bildet L6 eine ebenfalls 32 mm lange Koppelschleife, die parallel zum Innenleiter von L1 im Abstand von 3 mm (isolierter Draht) angebracht ist. Die beiden Topfkreisinnenleiter bestehen aus 1-mm-Draht (versilbert), die Koppelschleife aus 0,4 mm starkem Draht. L3 hat 30 Wdg./0,4 mm, L4 hat 7 Wdg. und L5 2 × 1,5 Wdg. L4 und L5 sind auf einen Stiefelkern mit 6 mm Außendurchmesser gewickelt. Das „Chassis" ist in Kammern einzuteilen, die im Interesse einer möglichst geringen Störstrahlung folgendermaßen zu unterteilen sind:

Kammer I – L1 und L6;
Kammer II – Transistor; L2;
Kammer III – L4/L5.

Die beiden 1-nF-Kondensatoren sind zweckmäßigerweise als Durchführungstypen zu wählen, das 10-kΩ-Potentiometer sitzt dann in Kammer III.

4.3. UHF-Fernsehkanalwähler mit 2 Transistoren

Die Schaltung in Bild 4.3 zeigt einen UHF-Kanalwähler [23]. Das kleine Gerät setzt die UHF-Antennenenergie nach entsprechender Verstärkung lageverkehrt auf die Zwischenfrequenz um (38,9 MHz Bild, 33,4 MHz Ton), d. h. ist nicht als Konverter *vor* einem VHF-Fernsehgerät geeignet.
Die Antennenenergie gelangt über ein breitbandiges π-Glied

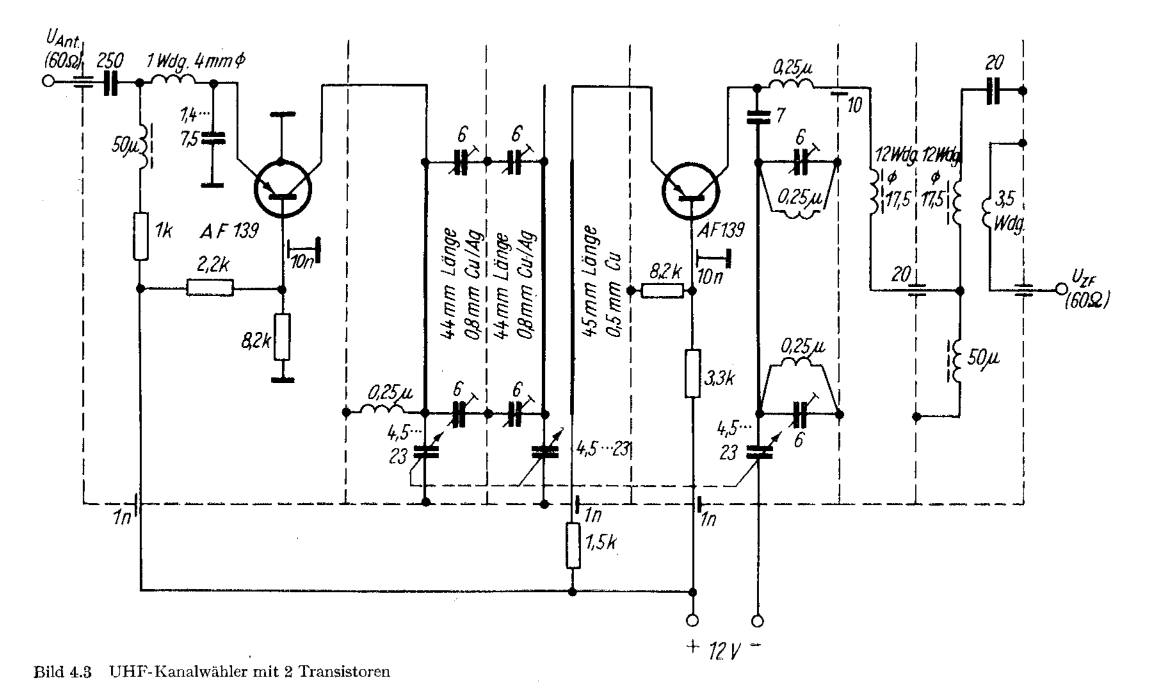


Bild 4.3 UHF-Kanalwähler mit 2 Transistoren

zum Emitter des 1. Transistors, der als Vorstufe arbeitet. Seine Aufgabe ist weniger eine selektive Vorverstärkung als eine starke Rückwärtsdämpfung zum Verringern der Oszillatorstrahlung über die Antenne. Beim Mustergerät liegt diese bei allen Empfangsfrequenzen unter 1,25 mV!
Zwischen Vor- und selbstschwingender Mischstufe befindet sich das aus 2 Leitungskreisen bestehende Bandfilter. Ein Koppelschlitz ermöglicht die Kopplung. Das ist ein etwa 20 mm langer und 15 mm breiter Schlitz am kalten Ende des Bandfilters in der Abschirmwand zwischen den Kammern.

Der Emitter der selbstschwingenden Mischstufe wird induktiv über eine Schleife an den letzten Bandfilterkreis gekoppelt. Ein am Emitterkontakt des Transistors angelötetes Drahtstück reicht aus, damit dieser bei den hohen Frequenzen (über 500 MHz) schwingt. Der frequenzbestimmende Oszillatorkreis liegt in der Kollektorleitung über einem 7-pF-Kondensator. Er wird kapazitiv im Gleichlauf mit den beiden Bandfilterkreisen abgestimmt. Am Kollektor koppelt man außerdem die Zwischenfrequenzspannung aus.
Der Kanalwähler ist zum Empfang der Bereiche IV und V ausgelegt. In der Deutschen Demokratischen Republik wird, wie in allen sozialistischen Staaten, nur der Bereich IV benutzt (bis etwa 605 MHz).
Der mechanische Aufbau erfolgt zweckmäßig auf einem „Chassis“ aus kupferkaschiertem Halbzeug. Dieses läßt sich mechanisch leicht bearbeiten. Beim Herstellen der Kammern (Innenmaße: 20 mm × 20 mm Querschnitt) werden die Innenseiten *lückenlos* miteinander verlötet.
An Stelle der in der Originalschaltung verwendeten Transistoren *AF 139* kann man *GF 145* vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) ohne Änderung verwenden. Beide Typen sind praktisch identisch. Die Stromaufnahme des Kanalwählers liegt bei 6,5 mA an 12 V. Eine Stabilisierung der Betriebsspannung gegen ein lästiges „Weglaufen“ der Oszillatordrift dürfte sich erübrigen. Vielmehr kann die Versorgungsspannung entweder aus chemischen Stromquellen (Batterien) oder über einen 38-kΩ-Vorwiderstand direkt aus

der Schienenspannung des angeschlossenen Fernsehgerätes gewonnen werden. Die Belastbarkeit des Widerstandes sollte mindestens 2 W betragen.

4.4. Breitbandantennenverstärker

Ein sowjetischer Schaltungsvorschlag [25] in Bild 4.4 zeigt einen VHF-Antennenverstärker, der die Bänder I und III gleichzeitig erfaßt. Der Verstärker kann somit universell in den VHF-Fernsehbereichen eingesetzt werden. Sein Aufbau eignet sich aber nicht für den Anfänger. Besonders der Abgleich ohne Meßsender und Meßinstrument dürfte sehr schwierig sein, wenn er überhaupt gelingt.
Der Stromlaufplan zeigt einige nicht konventionelle Einzelheiten. Die 5 Transistoren sind gleichspannungsmäßig in Reihe geschaltet, was bei der geringen Betriebsspannung von 3 V erstaunlich ist. Die Induktivitäten vor bzw. zwischen den einzelnen Transistoren müssen abgeglichen werden.
Bei korrektem Abgleich weist die Durchlaßkurve des Verstärkers 2 deutliche Maxima in den beiden Fernsehbändern auf (je 1 im Band I und im Band III). Die Spulen sind auf Stiefelkerne mit 7,5 mm Durchmesser mit 0,1 Lackseidedraht zu wickeln. Folgende Windungszahlen werden in der Originalveröffentlichung angegeben:

L 1	2,5 Wdg.
L 2	3 Wdg.
L 3	2 Wdg.
L 4	2,5 Wdg.
L 5	2 Wdg.
L 6	2 Wdg.
L 7	2,5 Wdg.
L 8	2 Wdg.
L 9	2,5 Wdg.
L 10	2 Wdg.

Die in allen Stufen verwendeten Transistoren ГТ *313 A* können durch unseren *GF 146* ersetzt werden. Die Daten sind etwa die gleichen.

Bild 4.4 Breitbandantennenverstärker

4.5. Kaskodeantennenverstärker für Band III

Der in Bild 4.5 gezeigte Stromlaufplan für einen Antennenverstärker in Kaskodeschaltung stammt aus der VR Ungarn [26]. Er ist mit den Originalspulen für eine Mittenfrequenz von 190,5 MHz ausgelegt, seine Bandbreite beträgt etwa 17 MHz. Durch geringfügiges Ändern der Spulen (meistens genügt bereits ein Zusammendrücken bzw. Auseinanderziehen) läßt sich der Verstärker für alle Kanäle des Bandes III „umstimmen“.

Die Transistoren *AF 106* lassen sich gegen solche vom Typ *GF 146* austauschen, jedoch sind praktisch auch alle anderen HF-Transistoren mit hoher Transitgrenzfrequenz f_T (200 MHz) verwendbar.

Für die Spulen des Verstärkers gilt:

L 1 – 5 mm Durchmesser, 4 Wdg., 1-mm-Cu-Draht,
L 2 – 8 mm Durchmesser, 5 Wdg., 1-mm-Cu-Draht,
L 3 – 8 mm Durchmesser, 10 Wdg., 1-mm-Cu-Draht.

Die Spulen L 1 und L 3 sind bei etwa $^1/_3$ ... $^1/_2$ der Windungen angezapft. Alle Spulen werden auf einen Wickeldorn des angegebenen Durchmessers gewickelt und dann von diesem heruntergezogen, so daß sie freitragend sind.

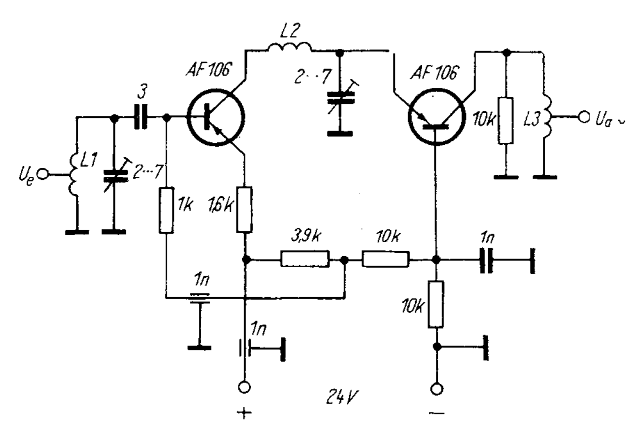


Bild 4.5 Kaskodeantennenverstärker für Band III

5. Schaltungen der Kurzwellenfunkamateurtechnik

5.1. Konverter für das 40- und 80-m-Band

Der in Bild 5.1 gezeigte Schaltungsvorschlag für einen 40- bzw. 80-m-Band-Konverter [27] ist zwar keine Bauanleitung, dürfte aber für viele KW-Amateure eine willkommene Anregung sein.
Das Prinzip jedes Konverters ist bekannt: Das empfangene Antennensignal wird in ihm nach Verstärkung mit einer quarzstabilisierten Frequenz gemischt und umgesetzt. Diese Schaltung arbeitet mit einem 5,4-MHz-Quarz. Die Kapazitäten in Vor- und Zwischenkreis werden beim Wechsel von 40- zum 80-m-Band (und umgekehrt) umgeschaltet, um mit dem Maximum des verwendeten Schwingkreises etwa in Bandmitte zu bleiben.
Der Stromlaufplan ist leicht zu übersehen. Ein Transistor *AF 106* wird als HF-Vorstufe verwendet. Es kann der Typ *GF 131 ... 132* vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) eingesetzt werden. Ein Transistor *BFY 33* wirkt als Oszillator. Dabei kommt als Austauschtyp etwa unser *SF 121* in Frage. Die Mischung übernimmt wieder ein Transistor *AF 106*. Man beachte, daß der Oszillatortransistor eine andere Struktur (npn) hat, als die anderen beiden Transistoren (pnp). Daraus resultiert auch die zunächst ungewohnte Schaltung der Emitter- bzw. Kollektorwiderstände.
Die Wickeldaten der Spulen werden nicht angegeben, da sie sich auf einen bestimmten Ferritkern beziehen. Die Übersetzungsverhältnisse bleiben jedoch unabhängig vom Spulenkernmaterial gleich. L2 erhält 4mal soviel Windungen wie L1, die Anzapfung von L2 ist bei etwa $^1/_3$ der Windungen. Die Windungszahlen von L4 und L5 sind ungefähr gleich. Der Saugkreis an der Basis des 1. Transistors verhindert das Eindringen von stark einfallenden Sendern (Ortssender).

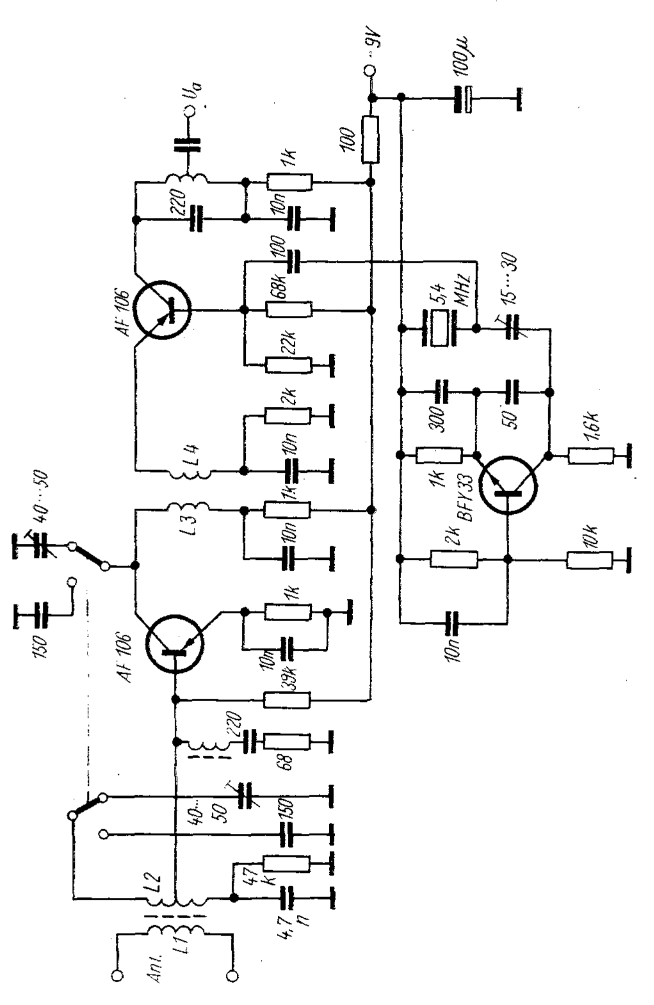


Bild 5.1 Konverter für das 40- und 80-m-Band

5.2. Frequenzstabiler Steuersender

Ebenfalls aus der VR Ungarn stammt der in Bild 5.2 gezeigte Vorschlag für einen VFO-Stromlaufplan [27]. Er ist im Original für den Frequenzbereich 5 ... 5,5 MHz ausgelegt, kann aber durch geeignete Dimensionierung des frequenzbestimmenden Schwingkreises auch für andere Frequenzen verwendet werden.

Der Oszillator – eine abgewandelte Clapp-Schaltung – arbeitet mit einem Transistor *AF 136 T* (eine Tungsram-Lizenzfertigung des Telefunken-Transistors *AF 136*), der gegen unseren *GF 121 ... GF 125* ausgetauscht werden kann. Dem Oszillatortransistor folgt eine Trennstufe – ebenfalls mit *AF 136 T* bestückt – die Rückwirkungen der am Ausgang angeschlossenen Last auf die Steuerfrequenz vermeiden soll.

Die Speisespannung stabilisiert die Z-Diode *SZ 6*. Es kann unsere *SZX 21/6,2* eingesetzt werden. Man beachte ferner die frequenzbestimmende Schwingkreiskapazität. Sie ist aus 3 parallel geschalteten Kondensatoren zusammengesetzt! Mit einem kleinen Drehkondensator von 6 ... 33 pF kann die gewünschte Frequenz eingestellt werden. Ihm liegen ein 68- und

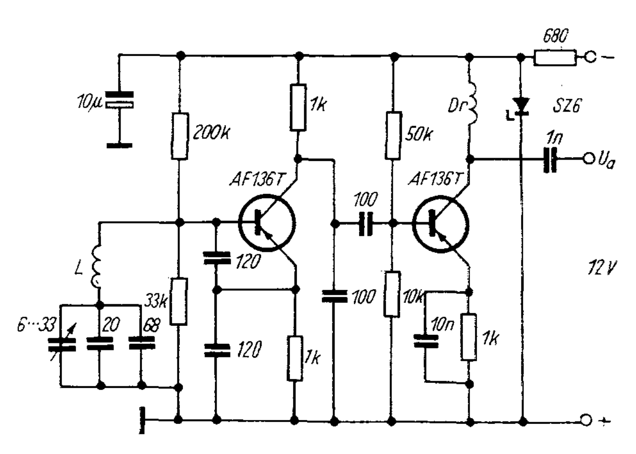


Bild 5.2 Frequenzstabiler VFO

ein 20-pF-Festkondensator mit entgegengesetztem Temperaturkoeffizient (etwa Tempa und Kondensa) parallel.
Im Endeffekt entsteht eine Kapazität mit extrem niedrigem Temperaturkoeffizient, deren Gesamtgröße sich beim Abstimmen nur wenig ändert. Es versteht sich, daß die guten frequenzstabilen Eigenschaften der Schaltung nicht durch einen unzweckmäßigen Aufbau zunichte gemacht werden dürfen.
Die Drossel Dr enthält 250 Wdg., 0,15-mm-CuL auf einem 33-kΩ-Widerstand (0,5 W).
Dazu einen Hinweis: Schaltungen für Sender oder deren Teile dürfen nur dann aufgebaut und in Betrieb genommen werden, wenn eine entsprechende Genehmigung (Funkgenehmigung) der Deutschen Post vorliegt.

5.3. Quarzoszillatorstufe für Fernsteuersender

Die Zahl der Modellfunkamateure in unserer Republik wächst ständig. Da die gesetzlich festgelegte Fernsteuerfrequenz von

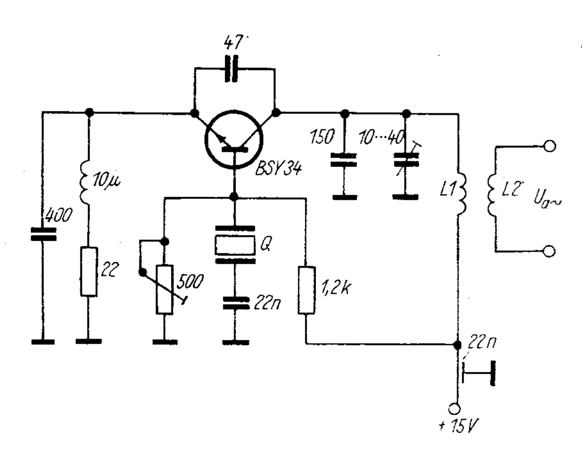


Bild 5.3 Quarzoszillatorstufe für Fernsteuersender

27,12 MHz in sehr engen Grenzen eingehalten werden muß, kommt praktisch nur Quarzstabilisierung für den Fernsteuersender in Frage.
Bild 5.3 zeigt die Schaltung einer quarzstabilisierten Stufe für 27,12 MHz [29]. Der in der Originalschaltung verwendete Si-npn-Transistor *BSY 34* kann in dieser Schaltung durch unseren *SF 137* ersetzt werden. Der Oszillator liefert eine Ausgangsleistung von etwa 120 mW. Weil der Schwingquarz im Basiskreis liegt, sind Rückwirkungen der Last am Ausgang der Stufe auf ihn nur sehr gering.
Mit einem Quarz Q für 27,12 MHz sind die Windungszahlen für L1 etwa 7, für L2 ungefähr 3, beide freitragend mit 5 mm Durchmesser gewickelt.
Der Aufbau und Betrieb von Sendern, gleich welcher Leistung, setzt eine entsprechende Funkgenehmigung der Deutschen Post voraus!

5.4. Resonanzmeter mit Tunneldiode

Um ein selbstgebautes Gerät abgleichen und in Betrieb nehmen zu können, ist häufig ein Resonanzmeter erforderlich, dabei wird beim Amateur am meisten der sogenannte Griddipper, ein aktiver Resonanzmesser angewendet, bei dem eine Röhre mit einem geeichten Schwingkreis schwingt. Ein mit dem geeichten Kreis gekoppelter Schwingkreis entzieht dem Oszillator Energie; diese erreicht dann ein Maximum, wenn die Resonanzfrequenz des unbekannten Kreises mit der Oszillatorfrequenz übereinstimmt. Das bewirkt in einem Strommesser im Gitterkreis der Oszillatorröhre den charakteristischen „Dip“, einen ruckartigen Rückgang des Stromes.
Ein ähnliches Gerät läßt sich mit einer Tunneldiode als aktivem Bauelement aufbauen. Bild 5.4 zeigt den Stromlaufplan für seine Schaltung nach einer Veröffentlichung in der ungarischen Amateurzeitschrift *Radiotechnika* [30].
Mit dem 50-Ω-Regelwiderstand wird die Spannung an der Tunneldiode so weit erhöht, daß diese stabil schwingt. Das 100-μA-Instrument zeigt einen Strom an. Die Ankopplung

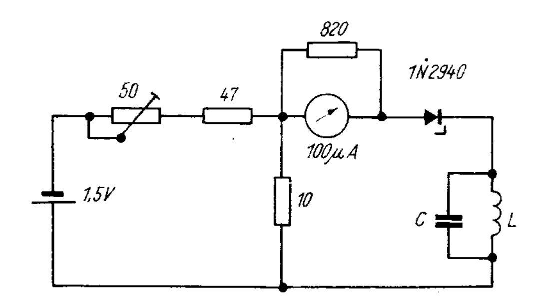


Bild 5.4 Resonanzmeter mit Tunneldiode

eines auf die gleiche Frequenz abgestimmten Kreises an den Kreis der Schaltung bewirkt auch ein „Dip" am Instrument. Als Tunneldiode ist der Typ *GE 115 ... 118* bzw. *Ge 123 ... 124* vom VEB Werk für Fernsehelektronik verwendbar (Typ nicht kritisch). Über den geeichten Kreis LC wurden keine Daten angegeben, da sie für die Funktion der Schaltung unwichtig sind. Allerdings sollten die ohmschen Verluste der Spule nicht so groß sein, daß die Tunneldiode nicht schwingen kann. Im KW- bzw. UKW-Bereich ist das nicht zu befürchten.

5.5. Q-Multiplier

Eine interessante Schaltung zeigt Bild 5.5 [31]. Am Fußpunkt der Spule eines Reihenschwingkreises wird die Basis eines Transistors angeschlossen. An seinem Emitter nimmt man die Spannung ab und führt sie über einen Regelwiderstand dem Kreis wieder zu. Diese Rückkopplung bewirkt ein Ansteigen der Eingangsspannung, der Kreis wird entdämpft.

Der in der Originalschaltung eingesetzte sowjetische NF-Anfangsstufentransistor П *14* läßt sich ohne Komplikationen gegen unseren *GC 115 ... GC 301* austauschen.

Diese Schaltung ist bei den Funkamateuren auch als *Q-Multiplier* bekannt. Mit ihr lassen sich besonders im NF-

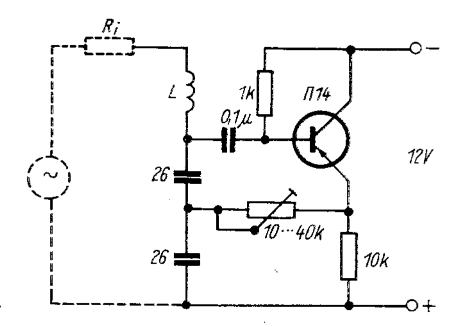


Bild 5.5 Q-Multiplier

Gebiet mit den dort typischen verlustbehafteten Induktivitäten relativ große Schwingkreisgüten (Größenordnung 100) erreichen.

6. Schaltungen der elektronischen Stromversorgungstechnik

6.1. Elektronisches Notstromaggregat 220 V/50 W, 50 Hz

Batterien werden häufig als Notstromquelle bei Netzausfall verwendet. Es gibt Fälle, in denen eine einfache Batterie nicht ausreicht, um die Netzspannung zu ersetzen. Gemeint sind z. B. die Speisung von Plattenspielern und Magnettongeräten. In solchen Fällen ist ein Notstromaggregat angebracht, das die ursprüngliche Netzspannung bei der Netzfrequenz liefert. Früher mußte stets ein sogenanntes Benzinaggregat dafür eingesetzt werden, d. h. die Kombination eines *Otto*-Motors mit einer Wechselstromgeneratormaschine.
Natürlich brachten solche Aggregate viele Unannehmlichkeiten: Geräuschbelästigung, Abgase, regelmäßiges Treibstofftanken, Anlaufzeit, Wartung, um nur die wichtigsten zu nennen. Die moderne Transistortechnik bietet die Möglichkeit für den Bau elektronischer Notstromaggregate [33]. Den Stromlaufplan für ein solches Aggregat zeigt Bild 6.1.
Ein Transistor *AC 117* schwingt mit 50 Hz und treibt über einen Gegentakttransformator Tr 1 eine Treiberstufe in Gegentakt. Ihr folgt eine Gegentaktleistungsstufe, die die erzeugte Leistung auf 220 V verstärkt und auskoppelt. Eine Besonderheit der Schaltung besteht darin, daß bei Wiederkehr der Netzspannung ein Relais das Aggregat so umschaltet, daß die Notstrombatterie (ein 6-V-Akkumulator) geladen wird. Gleichzeitig schaltet sich die Anlage vom Ausgang des Notstromaggregates auf das Netz um, es findet keine Unterbrechung statt.
Zur Bestückung: Oszillator- und Treiberstufe sind mit dem Transistor *AC 117* bestückt. Dieser Transistor liegt in seinen Daten zwischen denen unserer Typen *GC 301* und *GD 120*. Die Bestückung mit *GD 120* ist vorzuziehen, um Reserven zu haben.

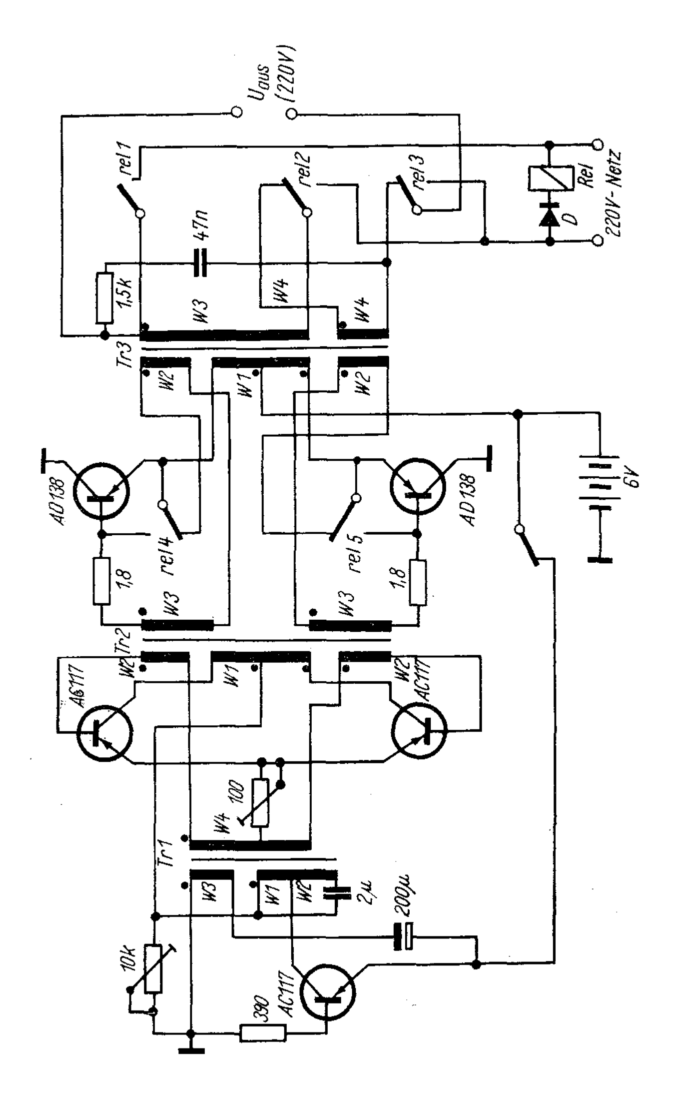


Bild 6.1 Elektronisches Notstromaggregat(rel 6 befindet sich über der 6-V-Batterie)

Das ist in Anbetracht der Endstufe auch notwendig. An Stelle des 30-W-Transistors *AD 138* muß ein Importtransistor verwendet werden, weil Transistoren dieser Leistung von unserer Halbleiterindustrie im Rahmen der Spezialisierung innerhalb des Rates für Gegenseitige Wirtschaftshilfe (RGW) nicht gefertigt werden. Zu empfehlen ist der Typ *2 NU 74* von Tesla bzw. der Typ П *207*, П *208* oder П *208 A* aus der UdSSR. Die größere Endleistung einiger der empfohlenen Austauschtypen kann sich nur vorteilhaft auswirken.

Transformatordaten

Tr 1, *M 42*, 0,5 mm Luftspalt, gleichseitig geschichtet,
w1 – 240 Wdg., 0,40-mm-CuL,
w2 – 2700 Wdg., 0,14-mm-CuL,
w3 – 80 Wdg., 0,10-mm-CuL,
w4 – 160 Wdg., 0,20-mm-CuL,
mit Mittelanzapfung;

Tr 2, *M 55*, ohne Luftspalt, wechselseitig geschichtet,
w1 – 2 × 130 Wdg., 0,75-mm-CuL,
w2 – 2 × 25 Wdg., 0,30-mm-CuL,
w3 – 2 × 42 Wdg., 0,75-mm-CuL;
alle Wicklungen bifilar gewickelt.

Tr 3, *M 102 a* ohne Luftspalt, wechselseitig geschichtet,
w1 – 2 × 27 Wdg., 2,0-mm-CuL,
w2 – 2 × 9 Wdg., 0,7-mm-CuL,
w3 – 250 Wdg., 0,8-mm-CuL,
w4 – 56 Wdg., 0,8-mm-CuL.

Das Relais soll 4 Wechselkontakte, einen Arbeitskontakt und einen Ruhekontakt tragen, die Diode D ist vom Typ *GY 117* oder *SY 104* bzw. *SY 124*. Die vom Notstromaggregat erzeugte Wechselspannung ist nicht sinusförmig, sondern mehr oder weniger verzerrt. Die Originalveröffentlichung nennt sie „rechteckförmig". Eine Überdimensionierung – etwa durch leistungsstärkere Transistoren, wie z. B. die als Austauschtypen empfohlenen – kann sich nur günstig auswirken, da die Transistoren in der Schaltung nicht so stark aussteuerungsmäßig beansprucht werden.

6.2. Automatisches Ladegerät für Kleinstakkumulatoren

Obwohl Bleiakkumulatoren im allgemeinen nicht sehr empfindlich gegen Überladungen sind, empfiehlt es sich, diese Eigenschaft der Akkumulatoren nicht zu häufig auszunutzen, wenn sie lange „leben“ sollen. Nicht immer ist bekannt, wie „voll“ der betreffende Akkumulator ist bzw. welche Strommenge ihm zugeführt werden muß, um ihn aufzuladen. Es ist deshalb notwendig, während des Ladens öfter seine Spannung zu messen oder ein Automatisches Ladegerät zu verwenden, wie es z. B. Bild 6.2 zeigt [34].

Nur solange die Klemmenspannung des zu ladenden Akkumulators unter einem von der Z-Diode bestimmten einstellbaren Wert liegt, wird der Akkumulator geladen. Die Diode *OA 1180* ist austauschbar gegen unsere *GAY 61* oder *OA 900*. Sie verhindert, daß sie der Akkumulator bei Netzausfall über die Reihenschaltung von Z-Diode und 470-Ω-Regelwiderstand entlädt.

Die Gleichrichterdiode *GDK-1* kann praktisch durch alle Dioden mit ausreichender Sperrspannung ersetzt werden. In der Praxis empfiehlt sich auch in diesem Fall der Einsatz einer *OA 900*. Für die Z-Diode *ZD* muß ein dem angeschlos-

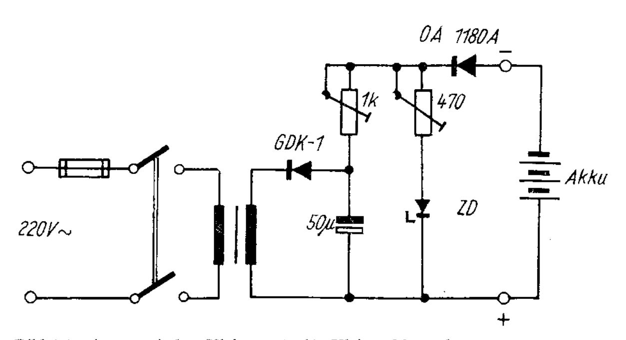


Bild 6.2 Automatisches Kleinstgerät für Kleinstakkumulatoren

senen Akkumulator entsprechender Typ gewählt werden. Die Diode *SZX 20/5,1* bzw. *SZX 21/5,1* dürfte in vielen Fällen genügen.
Die Transformatorwicklung soll etwa 8 ... 12 V abgeben.

6.3. Ladegerät für Bleiakkumulatoren

In der US-amerikanischen Literatur ist an verschiedenen Stellen der in Bild 6.3 gezeigte Stromlaufplan für ein Batterieladegerät [35] zu finden. Das Gerät wird zum Laden von 12-V-Kraftfahrzeugakkumulatoren verwendet. Beim Umschalten der Sekundärspannung des Netztransformators auf 11 ... 12 V läßt es sich aber auch für 6-V-Akkumulatoren einsetzen.

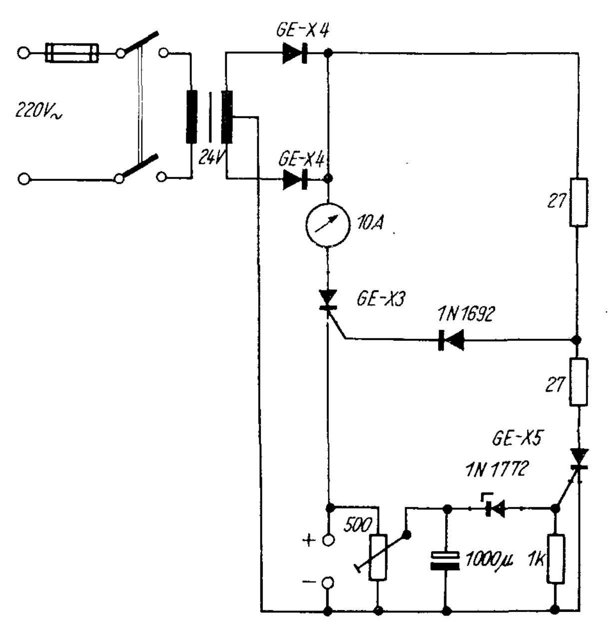


Bild 6.3 Ladegerät für Bleiakkumulatoren

Am Potentiometer wird die gewünschte Ladeschlußspannung eingestellt. Sobald der ladende Akkumulator eine größere Klemmenspannung hat, fließt nur noch ein sehr geringer Ladestrom in ihm bzw. der Strom durch die Thyristoren ist so gering, daß diese „löschen". Eine Ladung findet dann nicht mehr statt.
Das Gerät gilt als Studienobjekt, da seine Bestückung oft unterschiedlich angegeben wird bzw. mit DDR-Halbleiterbauelemente nicht immer völlig gelingt. So hat z. B. die Z-Diode *1 N 1772* keinen Paralleltyp unserer Produktion, denn das Original ist ein 1-W-Typ. Dabei muß entweder auf eine 5-W-Leistungs-Z-Diode (Typ *SZ 511* für 12-V-Akkumulatoren bzw. *SZ 504* für 6-V-Typen) oder auf Importtypen zurückgegriffen werden (z. B. *Д 815Г* aus der UdSSR bzw. *KZZ 75* oder *5 NZ 70* oder *KZ 708* aus der ČSSR).
Die Diode *1 N 1692* hat eine maximale Sperrspannung von 100 V und ist für Durchlaßströme bis 250 mA ausgelegt. Für sie käme ein *GY 103* bzw. *SY 101* oder *OA 902/903* in Frage.
Die Thyristoren der Schaltung sind nur für eine Sperrspannung von 75 V bemessen. Vermutlich lassen sie sich gegen den Typ *TS 25/1* vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), Werkteil Stahnsdorf austauschen. Eventuell müssen einige andere Bauelemente dann leicht geändert werden.
Die Gleichrichter *GE-X 4* der Schaltung sind am leichtesten auszutauschen. Vorgeschlagen wird unser Typ *SY 160* bzw. *GY 120*. Aber auch jeder Selengleichrichter für 25 V/10 A kann verwendet werden.

6.4. Automatisches Ladegerät für NiCd-Akkumulatoren

Bei den uns gewohnten Bleiakkumulatoren (Motorrad- und Kraftfahrzeugbatterien) kann man während des Ladens aus dem Ansteigen der Klemmenspannung schließen, ob der Ladevorgang beendet ist. Im Gegensatz zu manchen Ansichten ist das beim NiCd-Akkumulator anders. Sein Ladezustand kann nur unter Belastung wirklich geprüft werden: Bei Belastung

darf die Klemmenspannung des geladenen Akkumulators nicht zusammenbrechen.
Dazu muß folglich die zu ladende Batterie oder Zelle vom Ladegerät abgeklemmt, mit einem Widerstand belastet und die Klemmenspannung gemessen werden. Dieses Verfahren, das zumindest gegen Ende der Ladung häufiger durchzuführen ist, bleibt mühsam und zeitraubend. Durch eine automatische Ladeeinrichtung [36] erübrigt sich das beschriebene Prüfverfahren.
Den Stromlaufplan des Ladegerätes zeigt Bild 6.4. Ein astabiler Multivibrator (T 1 und T 2) schaltet alle 30 s über das Relais Rel für die Dauer von 0,1 s einen 5-Ω-Widerstand kapazitiv über 2500 μF an die zu ladende Zelle, die währenddessen vom Ladegerät abgetrennt ist. Die Klemmenspannung wird über den Schwellwertverstärker T 3 und T 4 „gemessen". Sobald die Klemmenspannung des Akkumulators einen einstellbaren Schwellwert überschreitet, wird der Multivibrator über die Z-Diode D 1 so arretiert, daß das Relais Rel ständig gezogen bleibt. Das Ladegerät ist dann über die Kontakte rel abgetrennt, ein ständiges Entladen über den Belastungswiderstand von 5 Ω kann nicht stattfinden, weil dieser kapazitiv angekoppelt ist. Erst beim erneuten Entladen der Batterie wird der Schwellwert ihrer Klemmenspannung unterschritten. Der Multivibrator beginnt zu arbeiten, und die Batterie wird erneut geladen.
Das Laden des Akkumulators erfolgt mit dem Strom, den T 5 und T 6 konstant hält. Er wird mit dem 25-Ω-Regler in der Emitterleitung von T 6 eingestellt. Die Diode D 2 verhindert, daß sich die Batterie über T 5 und T 6 entlädt.
Das gesamte Gerät erfordert einige Abgleicharbeiten, bevor es befriedigend arbeitet, ist aber unkritisch im Aufbau.
Seine wichtigsten Daten werden von Siemens wie folgt angegeben:

Primärspannung 220 V/50 Hz

Mit den Transformator-Wickeldaten, gültig für einen *M-65*-Kern aus Dynamoblech, wechselseitig geschichtet und den Wicklungen:

I – 1550 Wdg., 0,26-mm-CuL;
II – 130 Wdg., 0,80-mm-CuL;
III – 130 Wdg., 0,45-mm-CuL.

Ladestrom 0,25 ... 1,5 A
Ladespannung maximal 7 V

Für die Bestückung mit DDR-Halbleiterbauelementen sind folgende Bauelemente zu empfehlen:

T1 – *SC 112*
T2 – *GC 121*
T3 – *GC 121*
T4 – *GC 121*
T5 – *GC 121*
T6 – *GD 170*
D1 – *SZX 20/6,8*
D2 – *GY 120*
D3 – *SY 200*
D4 – *SZX 20/12*
D5 – *SZX 20/1*
D6 – *SZX 20/1*
D7 – *SZX 20/1*
D8 – *SZX 20/6,8*
Gr1 – *GY 110*
Gr2 – *GY 110*
Gr3 – *GY 110*
Gr4 – *GY 110*
Gr5 – *GY 110*
Gr6 – *GY 110*
Gr7 – *GY 110*
Gr8 – *GY 110*

Das Relais Rel soll einen Wicklungswiderstand von etwa 430 Ω haben und einen Umschaltkontakt tragen, durch den maximal 1,5 A fließen.

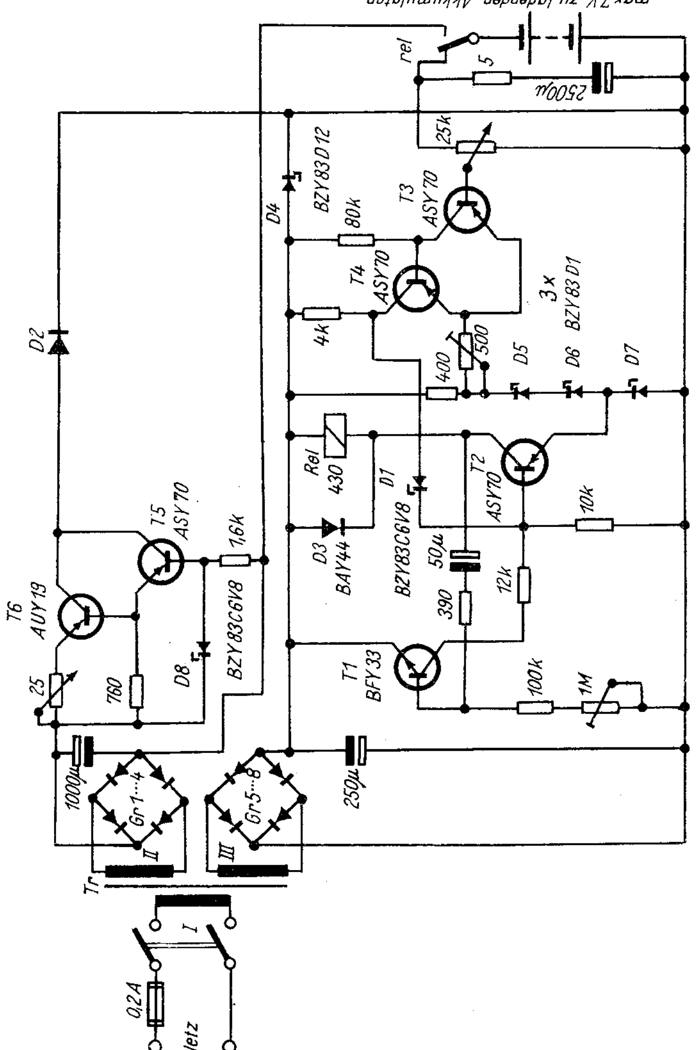


Bild 6.4 Automatisches Ladegerät für NiCd-Akkumulatoren

6.5. Stufenlos veränderliche Gleichspannungsquelle*

Beim Experimentieren mit selbstgebauten Schaltungen besteht häufig der Wunsch, den Wert der speisenden Gleichspannung zu ändern. Während das bei der Batteriestromversorgung meist sehr schwierig ist, gibt es die verschiedensten regelbaren Netzstromversorgungsteile. Diese sind in der Regel aufwendig und schon aus finanziellen Gründen für den Anfänger unerschwinglich.

Bild 6.5 stellt den Stromlaufplan einer einfachen regelbaren Gleichspannungsquelle dar [37], die leicht aufzubauen ist und keinen großen Aufwand erfordert. Außer einem geeigneten Selen- oder Silizium-Brückengleichrichter (etwa 4 × *GY 120*) werden nur 1 Leistungstransistor, 2 Fest- und 1 Regelwiderstand benötigt. Mit dem Regelwiderstand läßt sich die Basisvorspannung des Leistungstransistors ändern. Weil dieser in Reihe mit der Gleichspannungsquelle liegt, können dabei mit einem Miniaturpotentiometer selbst Ströme von einigen Ampere geregelt werden!

Der Transistor *AD 130* hat eine Verlustleistung von 30 W und kann deswegen von keinem Typ des VEB Halbleiterwerkes Frankfurt (Oder) ersetzt werden. Da im Rahmen der Arbeitsteilung innerhalb der im RGW zusammengeschlossenen Länder die Industrie unserer Republik keine Leistungstransistoren mit einer solchen Verlustleistung herstellt,

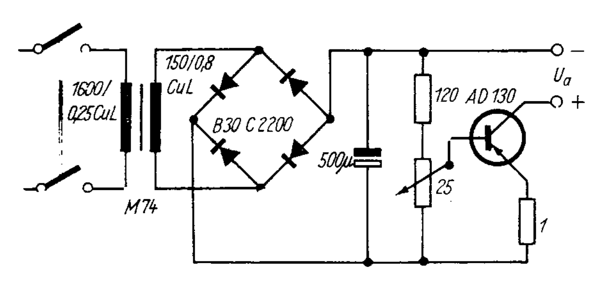


Bild 6.5 Stufenlos veränderliche Gleichspannungsquelle

empfiehlt sich der Austausch gegen Importtransistoren. Es können u.a. verwendet werden:

Aus der UdSSR die Typen	П *207*, П *207*A, П *208*, П *208*A, П *209* und П *210*
aus der ČSSR die Typen	*2 NU 74*, *3 NU 74*, *4 NU 74*, *5 NU 74*, *6 NU 74* und *7 NU 74*
aus der VR Ungarn die Typen	*ASZ 1015*, *ASZ 1016*, *ASZ 1017* und *ASZ 1018**

6.6. Speisespannungsregelung in batteriegespeisten Transistorempfängern

Bild 6.6 zeigt eine Spannungsregelschaltung, die in batteriegespeisten Transistorgeräten der UdSSR weit verbreitet ist. Während der Basisspannungsteiler des Regeltransistors (Widerstand 24 kΩ und Diode Д *202*) parallel zur Batteriespannung liegt, bildet die Emitter-Kollektorstrecke einen Widerstand in der Plusleitung der HF-Transistoren: Misch-, Oszillator- und eventuell HF-Vorstufe [38].

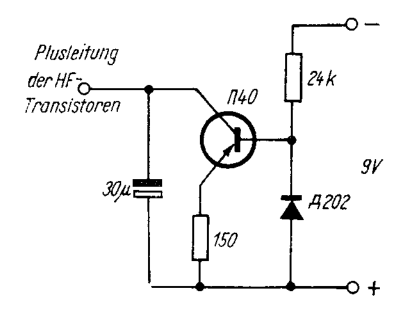


Bild 6.6
Speisespannungsregelung in Batterieempfängern

* Verlustleistung bei v_{amb} = 45 °C maximal 20 W

Der nichtlineare Basisspannungsteiler bewirkt, daß die Spannung an der Basis nicht im gleichen Verhältnis sinkt wie eine absinkende Batteriespannung. Damit wird der Widerstand der Basis-Emitter-Strecke kleiner, die Speisespannung der HF-Transistoren steigt, der ursprünglichen Verringerung der Batteriespannung ist somit entgegengewirkt. Die Verstärkung der HF-Transistoren bleibt nun bei Erschöpfung der Speisebatterie etwa konstant.

Diese einfache Regelschaltung ist äußerst wirkungsvoll. Die Diode *Д 202* läßt sich durch unsere *OA 900* ersetzen, wobei es sich allerdings empfiehlt, die Regelcharakteristik des Spannungsteilers vorher aufzunehmen. Der pnp-Transistor *Д 40* kann gegen unseren *GC 116* ausgetauscht werden. In diesem Fall gibt es keine Schwierigkeiten.

Die weitere Funktion der Schaltungselemente dürfte klar sein: Ein Elektrolytkondensator (Wert unkritisch) parallel zum Regeltransistor überbrückt diesen für Wechselspannungen. Der Pluspol der Speisespannung für die HF-Transistoren des Empfängers, d. h. die Emitter und der Pluspol der Basisspannungsteiler, geht an den Kollektor des Regeltransistors.

7. Schaltungen der elektronischen Meßtechnik

7.1. MOSFET-Gleichspannungsvoltmeter mit 22 MΩ Eingangswiderstand

Metall-Oxid-Feldeffekttransistoren (MOSFET) haben – im Gegensatz zu Sperrschichttransistoren – einen außerordentlich großen Eingangswiderstand (an der Tor- oder Gate-Elektrode gemessen). Man kann den MOSFET in dieser Hinsicht mit der Elektronenröhre vergleichen (s. auch Abschnitt 1.). Der Gedanke liegt deshalb nahe, ein sehr hochohmiges MOSFET-Voltmeter als Gegenstück zum Röhrenvoltmeter zu bauen. Der französischen Literatur entstammt der in Bild 7.1 gezeigte Schaltungsvorschlag für ein solches Meßinstrument [39]. Es ist symmetrisch aufgebaut, d. h., die Meßspannung „stört" das Gleichgewicht, das Meßinstrument ist zwischen die Emitter der den MOSFET folgenden npn-Transistoren geschaltet. Mit dem Meßinstrument (100 μA Vollausschlag) kann auch der Zustand der Batterien des Gerätes gemessen werden.

Bei einem derartigen hochohmigen Meßgerät, wie es das gezeigte MOSFET-Voltmeter darstellt (etwa doppelt so großer Eingangswiderstand im Verhältnis zum Röhrenvoltmeter), ist die Verwendung abgeschirmter Meßschnüre unbedingt anzuraten. Außerdem sollte ein hochwertiger Kondensator (100 pF ... 1 nF) zwischen Eingang und Masse unmittelbar parallel zu den Eingangsklemmen geschaltet werden, um etwaige HF-Spannungen von in der Nähe befindlichen Rundfunksendern kurzzuschließen.

Der Austausch der verwendeten Motorola-Halbleiterbauelemente *HEP 801* kann durch unseren *SM 101* und des *HEP 50* durch unseren *SC 111* erfolgen. Es ist anzuraten, die Betriebsspannung zu verringern, indem Batterie B3 fortgelassen wird.

Das Gerät ist mit handelsüblichen Widerständen (± 10%)

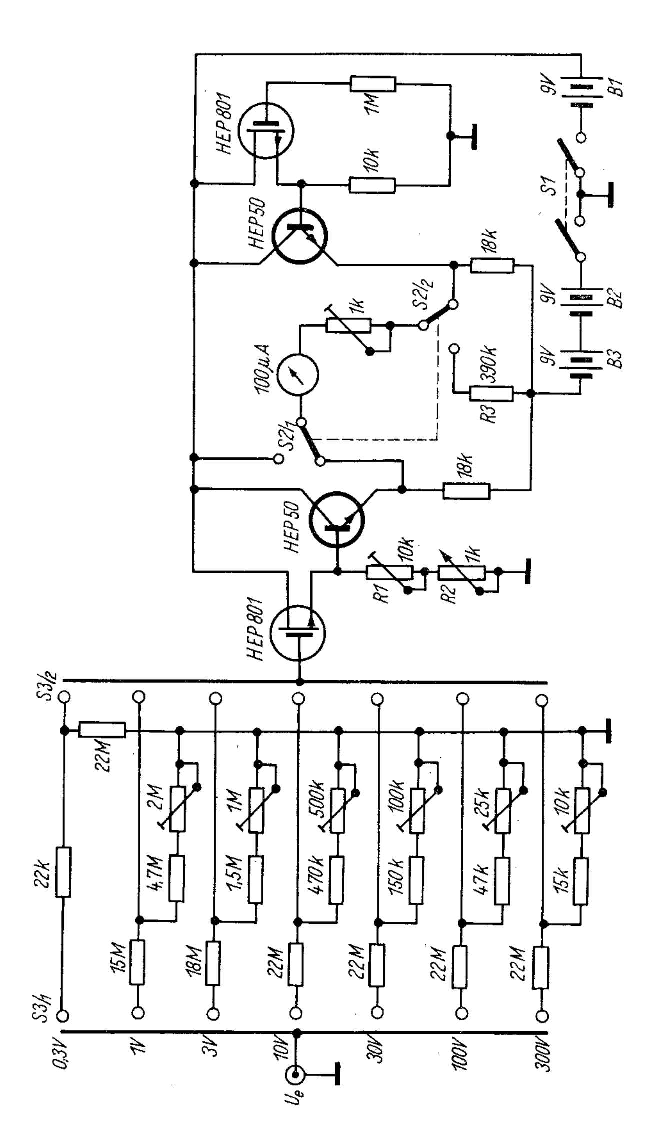


Bild 7.1 MOSFET-Gleichspannungsvoltmeter

aufgebaut, ein nicht zu unterschätzender Vorteil für den Amateur.
Nachstehend einige Hinweise für das Eichen des Gerätes. Mit R1 wird der Nullpunkt eingestellt, dabei ist der Eingang kurzzuschließen. R2 soll etwa in Mittelstellung stehen, um später den Nullpunkt einstellen zu können. Zuerst wird eine Spannung von 0,25 V, die genau bekannt sein muß, dem Eingang zugeführt und mit dem 1-kΩ-Potentiometer in Reihe mit dem Meßinstrument auf den Ausschlag „0,25" bzw. „2,5" eingestellt. Die Instrumentenskale ist neu anzufertigen.
Anschließend gilt es mit einer Spannung von 0,75 V den 1-V-Meßbereich zu eichen. Dazu ist das 2-MΩ-Potentiometer im Eingangsspannungsteiler erforderlich. In den anderen Meßbereichen muß mit den für den jeweiligen Bereich eingeschalteten Potentiometern geeicht werden, wobei die Eichungen voneinander unabhängig sind.
Mit dem Druckknopfschalter S2 läßt sich der Zustand der Batterien messen. Wenn, der Empfehlung folgend, die Batterie B3 fortgelassen wurde, ist der 390-kΩ-Widerstand R3 durch einen 250-kΩ-Widerstand zu ersetzen. Der mit neuen Batterien erreichte Ausschlag ist durch einen roten Strich auf der Instrumentenskala zu kennzeichnen.

7.2. Belichtungsmesser*

Ein elektronischer Belichtungsmesser läßt sich mit Fotowiderständen (CdS, früherer Lieferant VEB Carl Zeiß, Jena) bzw. Fotodioden *GP 119 ... GP 122* vom VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin und einigen Siliziumtransistoren leicht aufbauen. Die Schaltung dazu zeigt Bild 7.2. Es handelt sich um einen Vorschlag aus der sowjetischen Amateurliteratur [40]. Die Originaltransistoren МП *106* können durch unseren *SC 110* o. ä. ersetzt, die Z-Dioden Д *808* durch unsere *SZX 20/8,2* bzw. *SZX 21/8,2* ausgetauscht werden.
Die Schaltung hat folgende Wirkungsweise: Die 4 lichtempfindlichen Bauelemente (Fotowiderstände oder Fotodioden) liegen im Basiskreis eines Transistors, dessen Kol-

Bild 7.2 Belichtungsmesser

lektorstrom folglich von der Lichtmenge abhängig ist. Ihm folgen 2 weitere galvanisch gekoppelte Stufen, so daß eine große Empfindlichkeit erreicht wird. Die Anzeige erfolgt an einem 50-μA-Instrument im Kollektorkreis der letzten Stufe.

Ein parallel zum Instrument liegender Regelwiderstand von 600 Ω ermöglicht es, die Empfindlichkeit einzustellen. Mit 2 weiteren Potentiometern kann der Nullpunktabgleich (500 Ω) und die Empfindlichkeitseinstellung (10 kΩ) des gesamten Gerätes vorgenommen werden.
Die Stromversorgung des elektronischen Belichtungsmessers ist interessant: Sie erfolgt aus 4 in Reihe geschalteten Knopfzellen *Д-0,06*, ähnlich wie sie auch im Transistortaschenempfänger *Kosmos* zu finden sind. 2 Dioden *Д 7 Б* (austauschbar durch 2 × *OA 905*) bewirken die Ladung aus dem Netz.
Das gesamte Gerät, einschließlich Ladevorrichtung, kann in einem kleinen Kästchen (kleiner als eine Taschenlampe mit Flachbatterie) eingebaut werden und leistet besonders unter extremen Lichtverhältnissen gute Dienste.
Weil dabei (ausnahmsweise) eine direkte galvanische Verbindung zum Netz besteht – eine Schaltungsart, die der Elektronikamateur nach Möglichkeit vermeiden sollte – ist die Unfallgefahr bei unvorsichtigem Handeln groß. Deshalb sollte der beschriebene Belichtungsmesser keinesfalls als „fliegende Schaltung“ gebaut werden.

7.3. Aktives elektronisches Bandpaßfilter

In der elektronischen Meßtechnik ist es häufig notwendig, aus einem Frequenzgemisch eine bestimmte Einzelfrequenz herauszusieben. In einfachen Fällen reicht ein Schwingkreis aus. Bei strengeren Selektionsforderungen sind mehrere Kreise bzw. Filter erforderlich. Je tiefer die auszusiebende Frequenz ist, um so größer werden die Induktivitäten. Das ist besonders bei tiefen Tonfrequenzen bzw. Infraschallfrequenzen ein ernstes Problem.

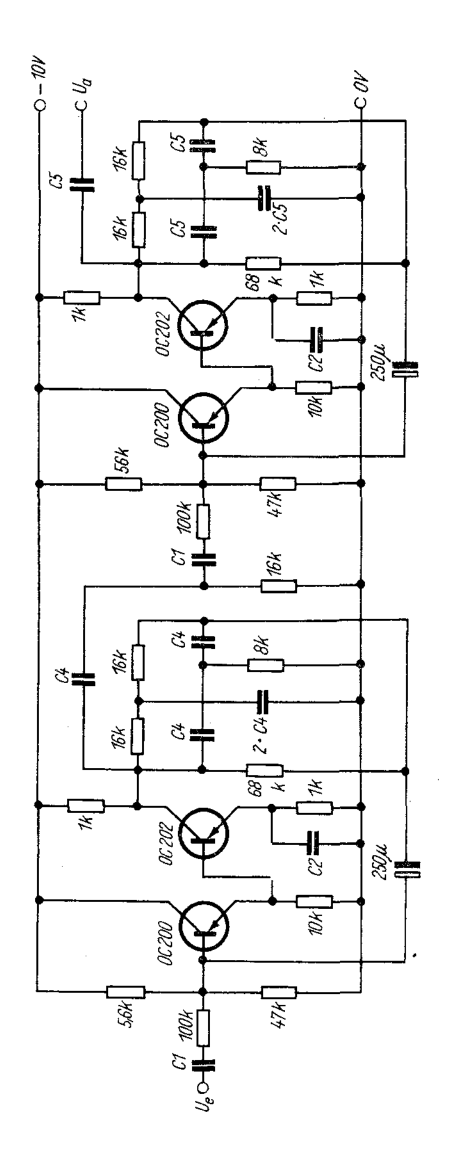


Bild 7.3 Aktives elektronisches Bandpaßfilter

Die Induktivitäten der Infraschallfilter lassen sich vermeiden, wenn aktive RC-Filter verwendet werden. In Bild 7.3 wird der Stromlaufplan eines solchen Oktavfilters gezeigt. Ein Doppel-T-RC-Glied liegt jeweils in der Gegenkopplungsleitung eines 2stufigen transistorisierten Verstärkers. Bei allen Frequenzen außer der Resonanzfrequenz des Doppel-T-Gliedes, bewirkt seine Restdämpfung eine mehr oder weniger große Gegenkopplung. Bei Resonanz wird die Dämpfung des Doppel-T-Gliedes unendlich groß, d. h., die Gegenkopplung ist bei dieser Frequenz 0, die Eingangsspannung wird ungehindert verstärkt. Durch die Anordnung von 2 solcher Filter hintereinander, wird eine bandfilterartige Kennlinie erzeugt.
Zum Austauschen der verwendeten pnp-Transistoren: Jeder NF-Anfangsstufentyp kann verwendet werden (*GC 116* o. ä.). Für die Größe der Bauelemente C1, C2, C4 und C5 werden für einige Infraschallfrequenzen die Werte angegeben [41]:

f in Hz	C1 in μF	C2 in μF	C4 in μF	C5 in μF
32	1	1000	0,47	0,3
16	1	2000	0,94	0,6
8	1	2500	1,88	1,19
4	1	5000	3,76	3,38
2	1	10000	7,52	4,76
1	1	20000	15,04	9,52

7.4. RC-Filter

Wesentlich einfacher als das unter 7.3. gezeigte aktive Filter ist die in Bild 7.4 gezeigte Schaltung: Das RC-Glied wird als Kopplung zwischen 2 Verstärkerstufen verwendet und nicht im Gegenkopplungszweig eines Verstärkers [42]. Die Frequenzcharakteristik des Filters zeigt bei der Resonanzfrequenz ein Minimum, bei genauem Abgleich ist die Dämpfung sogar unendlich groß. Praktisch erreichbar (je nach Genauigkeit des Abgleichs) sind 40 ... 60 dB, darüber hinaus wirkt sich schon die geringste Erwärmung (z. B. durch die Handwärme) auf die Dämpfungsgröße aus.

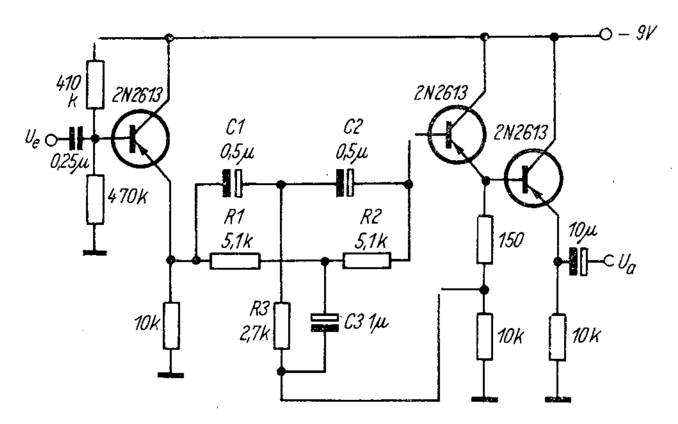


Bild 7.4 Aktives RC-Filter

Für viele Aufgaben der Meßtechnik genügen bereits die erwähnten 40 ... 60 dB. Das Filter ist leicht herzustellen. Das in Bild 7.4 gezeigte Filter wurde für eine Frequenz von 60 Hz dimensioniert. Es ist zu überlegen, wie groß die Induktivitäten für ein vergleichbares LC-Filter wären – abgesehen von der Brummspannung, die in den betreffenden Induktivitäten noch hinzukämen.
Es kann auch eine andere Sperrfrequenz gewählt werden. Dazu sind die Bauelemente R1, R2, R3 und C1, C2, C3 entsprechend der Gleichung

$$f_{res} = \frac{1}{6{,}28\ RC}$$

umzudimensionieren.
Es gilt zu beachten, daß, wie in Doppel-T-Gliedern meist üblich, R3 = 0,5 R und C3 = 2 C gewählt werden.
Für die Bestückung mit DDR-Transistoren empfiehlt es sich, den Typ *GC 116* anstelle des *2 N 2613* der Originalschaltung zu verwenden. Die Schaltung ist unkritisch, ein Schwingen kann auch bei unsorgfältigem Aufbau nicht eintreten.

7.5. Breitbandverstärker

In Bild 7.5 wird die Schaltung eines transistorisierten Breitbandleistungsverstärkers gezeigt [43]. Er ist mit 3 Stufen aufgebaut und soll etwa 22 dB bei einer Bandbreite von 1,5 ... 60 MHz verstärken. In den ersten beiden Stufen befinden sich pnp-Transistoren vom Typ *AFY 19*, die keinen

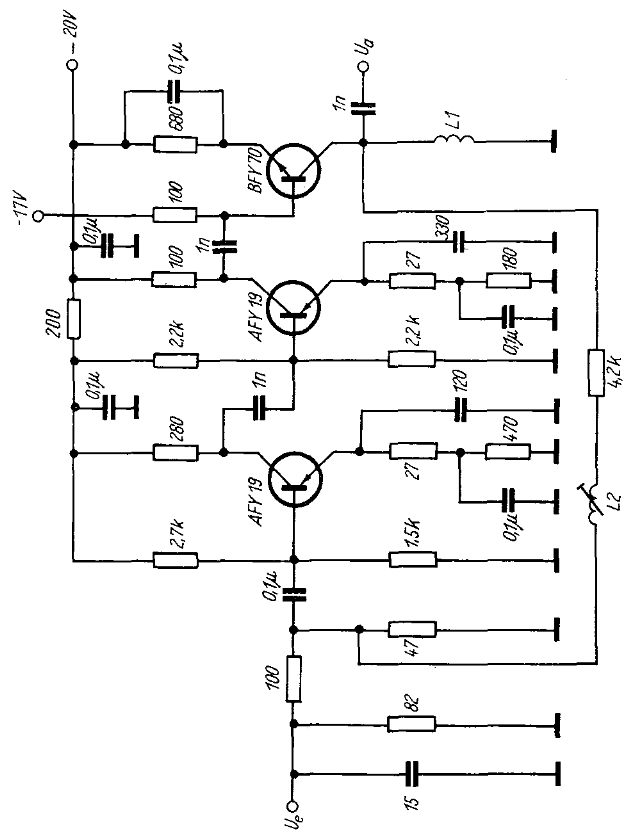


Bild 7.5 Breitbandverstärker

Äquivalenztyp in unserer Produktion haben. Es ist anzuraten, auch diese Stufen auf npn-Transistoren umzustellen. Dann kann der Siliziumtyp *SF 137* vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) verwendet werden. Die Bestückung mit Siliziumtransistoren ist auch eine modernere Lösung, als mit Germaniumtransistoren. Der npn-Typ *BFY 70* in der Endstufe des Verstärkers kann notfalls auch gegen unseren *SF 137* ausgewechselt werden. Besser wäre aber ein importierter HF-Leistungstransistor wie etwa der sowjetische *KT 801* oder *KT 903*
Zu beachten ist die Emitter-RC-Kombination mit gestaffelten Zeitkonstanten zum Erzielen einer großen oberen Grenzfrequenz. Über die beiden Induktivitäten L 1 und L 2 – die einzigen des Verstärkers – lagen keine Angaben vor. Sie haben die Größenordnung 2,5 μH und werden zum Abgleichen der höchsten zu verstärkenden Frequenz benötigt. Deswegen ist L 2 veränderbar ausgeführt (Stiefelkern mit Schraubgewinde). Wenn auch mit der vorgeschlagenen Umstellung auf npn-Transistoren u.a. wegen der geringeren Verlustleistung des Endstufentransistors die Originaldaten der britischen Veröffentlichung nicht erreicht werden, so bietet die gezeigte Schaltung doch eine Fülle von Anregungen für den Bau eines Breitbandverstärkers.

7.6. Füllstandsanzeiger

Unter Füllstandsanzeiger soll eine Einrichtung verstanden werden, die beim Erreichen eines bestimmten Flüssigkeitsstandes in einem Behälter diesen Zustand signalisiert. Diesen Zweck erfüllt die Schaltung nach Bild 7.6 [44].
Die Schaltung hat folgende Wirkungsweise: 2 Elektroden a und b tauchen in die betreffende Flüssigkeit. Je höher der Flüssigkeitsstand im Behälter ist, um so mehr sinkt der Widerstand zwischen a und b. Bei einem bestimmten Pegel spricht das Relais Rel an, denn der Basisstrom des 1. Transistors wird in 2 weiteren verstärkt und der Kollektorstrom des letzten Transistors durchfließt die Relaiswicklung.

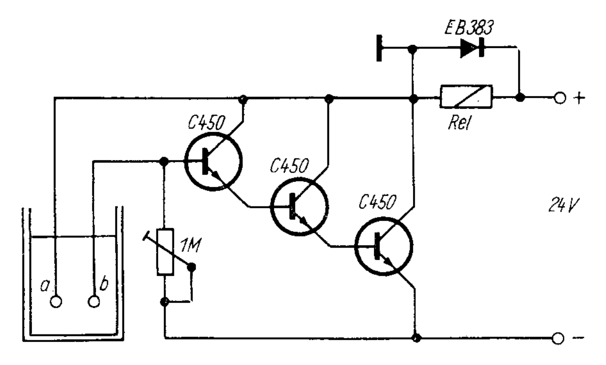


Bild 7.6 Füllstandsanzeiger

Die Ansprechempfindlichkeit der Einrichtung läßt sich mit einem 1-MΩ-Potentiometer einstellen. Die Diode *EB 383*, parallel zur Relaiswicklung, schützt den letzten Transistor vor Spannungsspitzen, die durch Einschwingen in „falscher" Richtung verursacht werden könnten. Diese Diode läßt sich durch unsere *OA 900 ... 905* austauschen.
Für die npn-Transistoren *C 450* ist der Typ *SC 110 ... 112* verwendbar, allerdings nur mit möglichst großer Stromverstärkung (Stromverstärkungsgruppe E). Auch jeder beliebige pnp-Typ mit großer Stromverstärkung kann in allen Stufen verwendet werden, allerdings ist dann die Stromversorgungsbatterie und die Diode umzupolen. Das Relais sollte einen Widerstand von etwa 500 Ω haben.

7.7. Kapazitiver Füllstandsanzeiger

Häufig ist die Flüssigkeit, deren Füllstand signalisiert werden soll, nicht leitend (Öl usw.). Eine Widerstandsmessung der Flüssigkeit (wie in Abschnitt 7.6.) wäre nicht möglich. In diesen Fällen hilft nur ein kapazitiver Füllstandsanzeiger [45]. Bild 7.7 zeigt den Stromlaufplan des Füllstandsanzeigers. T1 schwingt auf etwa 20 kHz. Bei genauem Abgleich der Brücke kann an die Basis von T2 keine Wechselspannung gelangen.

E 1 und E 2 sind 2 Elektroden, die in die zu überwachenden Behälter eintauchen. Eine Kapazitätsänderung zwischen ihnen (etwa durch den veränderten Flüssigkeitspegel) verstimmt die Brücke, jetzt gelangt eine Wechselspannung an die Basis von T 2. In ihm und in T 3 wird sie verstärkt und außerdem in T 2 gleichgerichtet.
Der 2-μF-Kondensator beruhigt die entstehende Gleichspannung, das Relais Rel wird beim Verstimmen der Brücke von reinem Gleichstrom durchflossen. Seine Kontakte betätigen eine Signaleinrichtung.

Wickeldaten des Übertragers

w 1 – 200 Wdg., 0,10-mm-CuL,
w 2 – 80 Wdg., 0,10-mm-CuL,
w 3 – 1000 Wdg., 0,08-mm-CuL,
gewickelt auf Ferrit-Schalenkern mit $A_L = 160$ (nicht kritisch).

AC 122 kann gegen unseren *GC 122* ausgetauscht werden, *AC 117* gegen unseren *GC 301.*

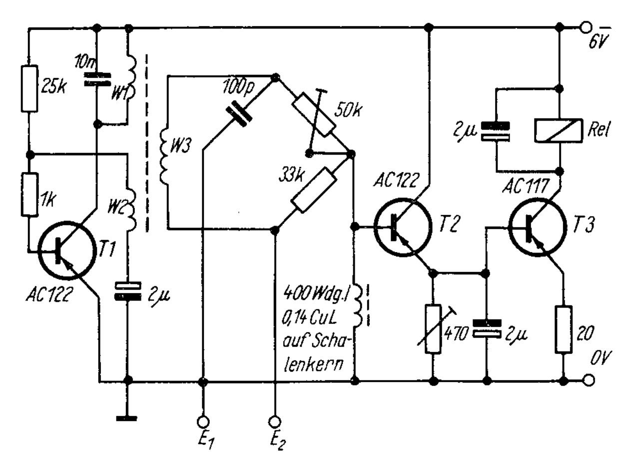


Bild 7.7 Kapazitiver Füllstandsanzeiger für nichtleitende Flüssigkeiten

Das kleine Gerät nimmt im abgeglichenen Zustand etwa 4 mA aus der Speisebatterie auf. An E 1 und E 2 werden der leitende Behälter und eine in etwa 50 mm parallel zur Innenwand isoliert angebrachte Elektrode angeschlossen. Die zu überwachende Flüssigkeit ist das Dielektrikum zwischen beiden.

7.8. Tragbarer Kleinstoszillograf

Für viele Aufgaben (Reparaturen an der Zündung von Kraftfahrzeugen und an Autosupern usw.) ist ein netzunabhängiger Oszillograf erwünscht. Die Transistorisierung bietet auch in diesem Fall eine einfache Möglichkeit. Bild 7.8 zeigt den Stromlaufplan eines netzunabhängigen Kleinstoszillografen aus einem französischen Literaturhinweis [46]. Die pnp-Transistoren *OC 170* lassen sich ohne weiteres gegen Transistoren vom Typ *GF 130* austauschen, besser ist der Typ *GF 131* bzw. *GF 132*.
Für den Austausch des npn-Transistors *OC 140* ist zu dem wesentlich moderneren Siliziumtyp *SC 110* zu raten. Der *OC 140* ist mittlerweile 10 Jahre alt!
Was die NF-Transistoren *OC 70* und *OC 71* betrifft, so erfüllt unser *GC 100* bereits den Zweck. Achtung: Die maximale Spannung U_{CE} des *OC 70* bzw. *OC 71* beträgt 30 V, die des *GC 100* aber nur 10 V. Es ist darauf zu achten, daß dieser Wert in der Schaltung nicht überschritten wird! Der Transistor *GC 122* eignet sich zum Austausch für den *OC 70/71* besser, seine Spannungsfestigkeit ist ausreichend.
In der Originalschaltung hängt die Basis der *OC 140* „in der Luft“, d. h., sie ist nicht über einen Widerstand mit dem Pluspol der Spannungsquelle verbunden. Diese etwas eigenwillige Schaltung wurde dahingehend abgeändert, daß ein Widerstand gegen Masse gelegt wurde (R 1, R 2). Sein Wert sollte etwa 200 bis 800 kΩ betragen.
Für die Oszillografenröhre *913* steht allerdings kein Äquivalenztyp aus der Produktion unserer Industrie zur Verfügung. Am nächsten kommt ihr die *B 4 S 2*, die etwa den gleichen Schirmdurchmesser hat (30 mm bei der *B 4 S 2*, etwa 32 mm

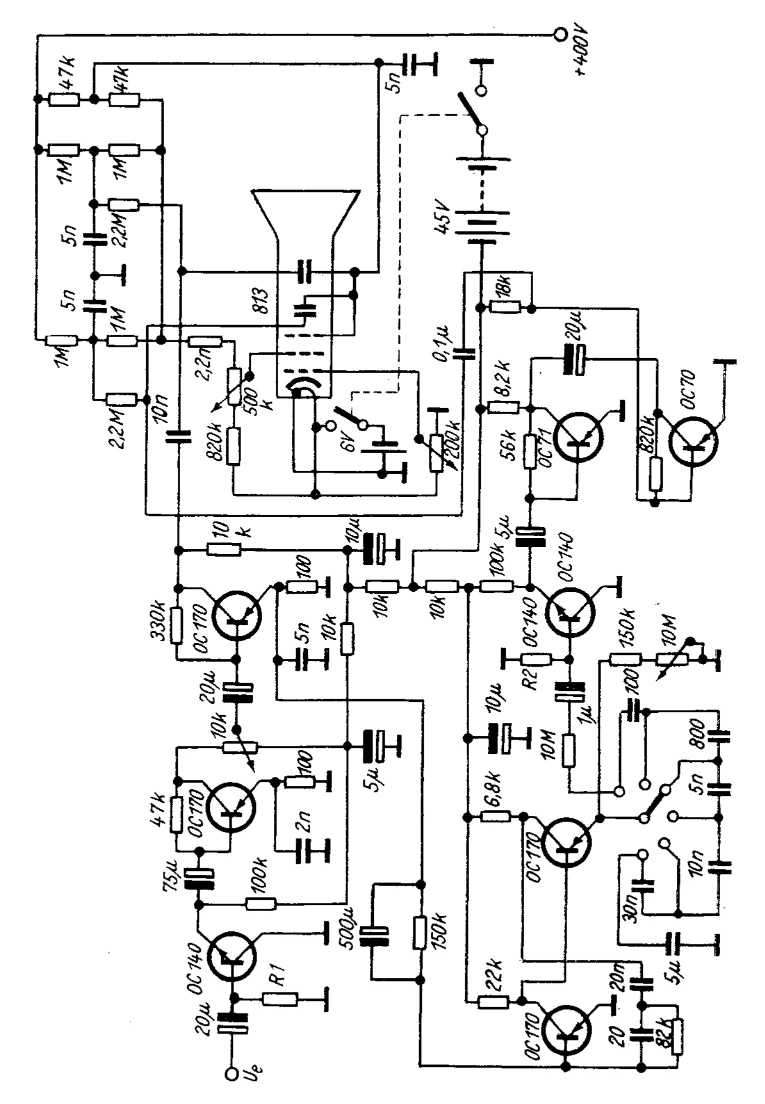


Bild 7.8 Tragbarer Kleinstoszillograf

bei der *913*). Der Helligkeitsregler sollte dann zweckmäßigerweise von der 45-V-Batterie gespeist werden, nicht von der 6-V-Batterie wie im Stromlaufplan nach Bild 7.8.
Die Hochspannung erzeugt ein in Abschnitt 7.9. beschriebener Transverter.
Wenn es auch Schwierigkeiten mit sich bringt, den gezeigten Oszillograf nachzubauen, so bietet die Schaltung genügend Möglichkeiten zum Abändern, wie z. B. den Übergang auf Gegentakt beim Ablenken zum Verdoppeln der Ablenkspannung usw. Auch die Bestückung kann moderner gewählt werden, unsere Halbleiterindustrie bietet günstigere Austauschmöglichkeiten, nur weicht der Oszillograf dann aber von dem gezeigten ab. Die Möglichkeiten aufzuzählen, um ihn zu modernisieren, übersteigt die Aufgabenstellung dieser Broschüre.

7.9. Summiertransverter mit Gegendiode

Bild 7.9 zeigt den Stromlaufplan eines Summiertransverters mit Gegendiode, wie er zum Erzeugen einer Hochspannung aus einer kleinen Gleichspannung geeignet ist. Damit läßt er sich für die im Zusammenhang mit dem unter 7.8. beschriebenen Oszillografen als auch für andere Zwecke verwenden [47]. Der Transverter arbeitet mit einer in beiden Halbwellen der Wechselspannung wirkenden Summierschaltung.
Die starke Lastabhängigkeit solcher Schaltungen verringert die Gegendiode. Sie liefert beim Überschreiten einer bestimmten Unterbrecherspannung in der Sperrzeit Strom in die Speisebatterie zurück und erhöht so den Wirkungsgrad des Transverters. Beim vorliegenden Transverter liegt der Wirkungsgrad bei Vollast um etwa 0,72.
In der Originalschaltung wird der Transistor *AC 106* verwendet, der etwa dem *GC 301* des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) entspricht. Die Diode *OA 180* kann weitgehend durch unsere *SAY 11* (eine moderne Siliziumdiode) ersetzt werden.
Der Originaltransverter war für eine Betriebsspannung von

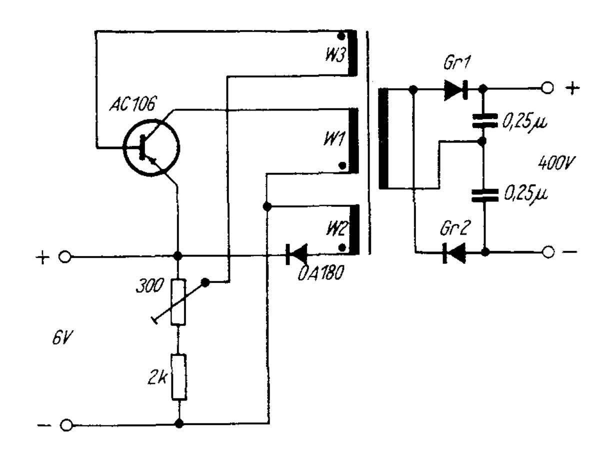


Bild 7.9 Summiertransverter mit Gegendiode zur Hochspannungserzeugung aus kleinen Spannungen

1500 V/0,5 mA ausgelegt. Für 400 V/3 mA, wie sie z. B. von dem in Abschnitt 7.8. beschriebenen Oszillografen benötigt werden, sind geringfügige Änderungen erforderlich bei den Gleichrichterventilen und der Windungszahl von w4. Für Gr1 und Gr2 werden Siliziumgleichrichter vom Typ *SY 106* bzw. *SY 126* empfohlen. Der Transformator ist auf einem Ferrittopfkern aufgebracht, dessen Induktionskonstante etwa 1350 nH/Wdg.^{2} beträgt. Die Primärinduktivität ist 1,66 mH, die Windungszahlen (für 400 V) und Drahtstärken betragen:

w1 – 35 Wdg., 0,25-mm-CuL,
w2 – 24 Wdg., 0,35-mm-CuL,
w3 – 13 Wdg., 0,20-mm-CuL,
w4 – 1080 Wdg., 0,07-mm-CuL.

Die Frequenz des Transverters liegt im Leerlauf bei 1 kHz, sie steigt bei Vollast bis etwa 3 kHz an.

7.10. Multivibrator*

Der gute alte, astabile Multivibrator hat zahlreiche Anwendungsgebiete: periodischer Schalter (z. B. in Blinkschaltungen), Taktgeber für die verschiedensten Zwecke, „Prüf"-Generator usw.
Eine häufig in der Praxis verwendete und bewährte Multivibratorschaltung zeigt Bild 7.10 [48] – um eventuelle Erinnerungslücken aufzufrischen:
2 Transistoren *ASY 26* tasten sich gegenseitig auf und zu, mit C wird die Impulsfolgefrequenz festgelegt, bei C ≈ 500 pF ist f = 50 kHz. Die Ausgangsimpulse haben annähernd Mäanderform mit symmetrischer Kurvenform (Tastverhältnis ≈ 0,5) und eine Amplitude von 2,5 V.
Die Leistungsaufnahme aus der Speisespannungsquelle beträgt 24 mW, so daß der gezeigte Multivibrator auch in „unbemannten" Schaltungen lange Zeit aus einer Batterie betrieben werden kann.
Zum Ersatz der Originaltransistoren: Ein *GC 301* genügt bereits. Wenn auch ein sicherer und frequenzstabiler Betrieb bei höheren Umgebungstemperaturen als etwa 45 °C gewünscht wird, sind besser Siliziumtransistoren wie der *SC 111* vorzusehen. Die Speisespannungsbatterie muß dann umgepolt werden, weil der *SC 111* ein npn-Transistor ist.

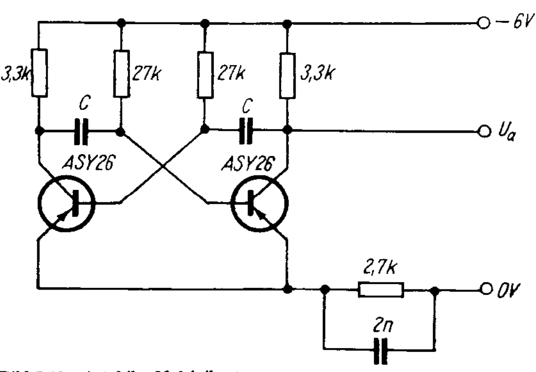


Bild 7.10 Astabiler Multivibrator

7.11. Tongenerator für Prüfzwecke

Häufig wird zum schnellen Prüfen von NF-Verstärkern und -Anlagen ein einfacher Tonfrequenzgenerator benötigt. Die an ihn gestellte Forderung: Er muß eine Frequenz in der Mitte des Tonfrequenzbereiches erzeugen, die etwas verzerrt sein kann. Bild 7.11 zeigt den Stromlaufplan eines solchen Tonfrequenzgenerators [49]. Er wird aus einer 3-V-Stabbatterie gespeist, ist somit unabhängig vom Netz, was seine Anwendungsmöglichkeiten erweitert.
Ein Transistor *2 N 2712* (Silizium-npn-Typ, austauschbar durch unseren *SC 110*) schwingt als Phasenschieberoszillator, d. h. ein RC-Netzwerk dreht die Phase der Ausgangsspannung vom Kollektor zum Emitter um 180°. Die Ausgangsspannung wird über einen Übertrager (es ist unser Typ *K 31* zu empfehlen) zu einem Verstärkertransistor in Kollektorschaltung geleitet. Ein Potentiometer auf der Sekundärseite des Über-

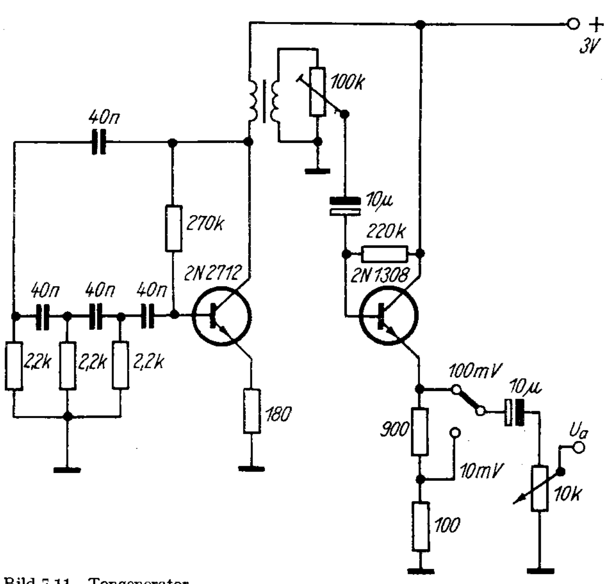


Bild 7.11 Tongenerator

tragers ist so einzustellen, daß maximal 100 mV Ausgangsspannung am Emitter abgenommen werden können.
Der Transistor *2 N 1308* ist ebenfalls ein Si-npn-Typ, der gegen unseren *SC 110* ausgetauscht werden kann. Ein Spannungsteiler 100/10 mV und ein Potentiometer am Ausgang gestatten, die Ausgangsspannung auf den benötigten Wert herabzuregeln.
Die Frequenz des Generators kann im Bedarfsfall durch Umdimensionieren des RC-Netzwerkes im Basiskreis des Oszillatortransistors geändert werden. Der nicht kapazitiv überbrückte Emitterwiderstand des Oszillatortransistors bewirkt eine Stromgegenkopplung und soll verhindern, daß die erzeugte Spannung zu stark verklirrt ist. Er muß eventuell etwas geändert werden, je nach Stromverstärkungsfaktor des verwendeten Transistors.

7.12. Direktanzeigendes Frequenzmeßgerät

Der in Bild 7.12 gezeigte Stromlaufplan für ein direkt anzeigendes Frequenzmeßgerät [50] arbeitet wie folgt: Ein Monovibrator wird von der Eingangsspannung „angestoßen" und gibt während jeder Periode der zu messenden Eingangswechselspannung *einen* Impuls ab. Die im Impuls enthaltene Strommenge in der Zeit ist somit der Frequenz proportional, das 5-mA-Meßinstrument der Schaltung integriert den Impulsstrom bzw. zeigt seinen Mittelwert an. Es kann linear in Hertz geeicht werden.
Mit dem Potentiometer R 1 wird das Instrument geeicht. Durch Umschalten von C 1 (der sich durch den Impuls auflädt) können verschiedene Bereiche des Gerätes erhalten werden:

Frequenzbereich in Hz	Wert von C 1 in μF
10 ... 100	1
100 ... 1000	0,1
1000 ... 10000	0,01
10000 ... 100000	0,001
100000 ... 1000000	0,0001

Bild 7.12 Frequenzmeßgerät

Die gesamte Schaltung weist große Ähnlichkeit auf mit dem im 1. Teil (Reihe *Der praktische Funkamateur*, Band 78) gezeigten Spannungs-Frequenzwandler. Die in dieser Broschüre veröffentlichte Schaltung stammt von der Halbleiterfirma SGS Fairchild. Für die Halbleiterbauelemente empfehlen sich folgende Austauschtypen unserer Halbleiterindustrie:

P 346 A	*SF 136*
EA 403	*GAY 60*
ZE 6 V 9	*SZX 21/6,8*

In Bild 7.12 sind R 1 und C 1 umschaltbar – für jeden Bereich verschieden – gestaltet. Die Nullkompensation des Meßinstrumentes muß in jedem Bereich an einem der Regelwiderstände R 1 erfolgen!

7.13. Sägezahnimpulsgenerator

Für Prüfzwecke oder dergleichen wird häufig der Tongenerator benötigt, der sägezahnförmige Spannungsimpulse abgibt. Die Schaltung eines leicht nachzubauenden Generators zeigt Bild 7.13 [51]. Mit dem Schalter S 1 wird der Frequenzbereich der erzeugten Impulse umgeschaltet (a = 0,2 ... 1,56 kHz; b = 1,82 ... 12,5 kHz; c = 4 ... 25 kHz). Die „Feinabstimmung" geschieht mit R 1. Die Ausgangsspannung des kleinen Generators läßt sich an R 2 stufenlos ändern.
Für die Bestückung mit DDR-Halbleiterbauelementen wird empfohlen, den Transistor *2 N 1090* gegen einen *GF 100* und die Diode *1 N 91* gegen eine beliebige Germaniumdiode (*OA 645* bis *GA 100*) auszutauschen. Weil die empfohlenen DDR-Transistoren pnp-Typen sind, im Gegensatz zu den Originalbauelementen, müssen die Stromquelle, der Elektrolytkondensator und die Germaniumdiode umgepolt werden. Das entfällt beim Verwenden der moderneren Siliziumtransistoren. In diesem Fall können npn-Transistoren beibehalten werden. Als Austauschtypen können *SC 110* o.ä. genommen werden. Diese Lösung hat auch den zusätzlichen Vorteil, daß sich

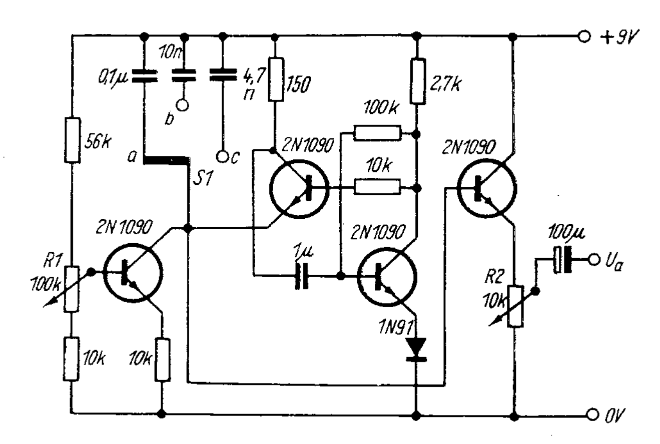


Bild 7.13 Sägezahnimpulsgenerator

Temperaturschwankungen nur sehr wenig auf Frequenz, Amplitude und Kurvenform der im Generator erzeugten Sägezahnimpulse auswirken können.

8. Schaltungen der allgemeinen Elektronik

8.1. Elektronische Zündung mit Transistoren

Die elektronischen Zündungsvorrichtungen an Kfz.-Motoren gehören heute in vielen Ländern zur Standardausrüstung bestimmter Wagentypen. Bild 8.1 zeigt eine Zündeinrichtung aus der UdSSR [52]. Der Unterbrecherkontakt öffnet den Basiskreis des Leistungstransistors ГТ *701A*, der dann sperrt. Der Übertrager Tr beschleunigt den Sperrprozeß des Transistors. Die dadurch bewirkte Änderung des Kollektorstromes von I_C auf annähernd 0 induziert in der Zündspule eine große Spannung (Größenordnung 17 kV).
In der nächsten Phase schließt der Unterbrecherkontakt, das RC-Glied R1/C1 erhält Strom. C1 wirkt im ersten Moment wie ein Kurzschluß. Die durch die Stromänderung hervorgerufene Energie wird durch seine Ladung aufgenommen, und es wird keine Spannung in der Zündspule induziert.
Zu erwähnen ist noch die Funktion der Z-Diode Д *817*B. Sie nimmt die Rückschlagspannung der Zündspule auf. Die in Reihe mit der Z-Diode geschaltete Д *7*Ж verhindert Ströme in der falschen Richtung.
Die Zündanlage ist für eine Batteriespannung von 12 V ausgelegt. Sie läßt sich im Prinzip aber auch für die bei uns in vielen PKW's gebräuchliche Batteriespannung von 6 V umstellen. Dazu lassen sich allerdings nur die Importtransistoren, entweder der Originaltransistor ГТ *701*A oder der Tesla-Typ *4 NU 74 ... 7 NU 74* verwenden. Die Z-Diode entspricht weitgehend 4 in Reihe geschalteten *SZ 522*. Der Originaltyp Д *817*B hat eine Z-Spannung von 82 V, Z-Dioden mit dieser Spannung stellt unsere Halbleiterindustrie nicht her.
Der Austausch gegen eine Glimmlampe (Korbglimmlampe, ohne Vorwiderstand) bleibt zu überlegen. Die Germaniumdiode Д *7*Ж ist unserer *GY 105* in vieler Hinsicht ähnlich.

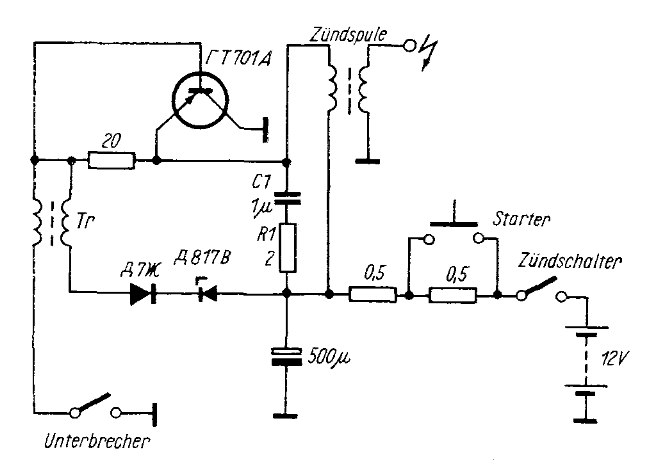


Bild 8.1 Transistorzündanlage

Noch einige Daten der Zündspule: Primärinduktivität = 3,7 mH, Übersetzungsverhältnis = 235:1. Der über die Unterbrecherkontakte fließende Strom wird mit 0,7 ... 0,9 A angegeben.

8.2. Einfache Thyristorzündanlage

Thyristorzündanlagen für *Otto*-Motoren sind für Motorräder und PKW's bekannt und immer wieder ein Nachbauobjekt für viele Elektronikamateure. Eine besonders einfache Thyristorzündanlage zeigt Bild 8.2 [53]. In dieser Schaltung wird kein Transverter verwendet, um einen Kondensator aufzuladen. Den Kondensator C1 lädt eine übliche 12-V-Batterie auf. Der Unterbrecherkontakt erzeugt einen Zündimpuls, der über einen 1-μF-Kondensator der Torelektrode (Gate) eines Thyristors zugeführt wird. Dieser „zündet" und entlädt C1 über die Zündspule.
Verschiedene Halbleiterdioden sorgen dafür, daß der Strom nur in der gewünschten Richtung fließen kann. Die Bestük-

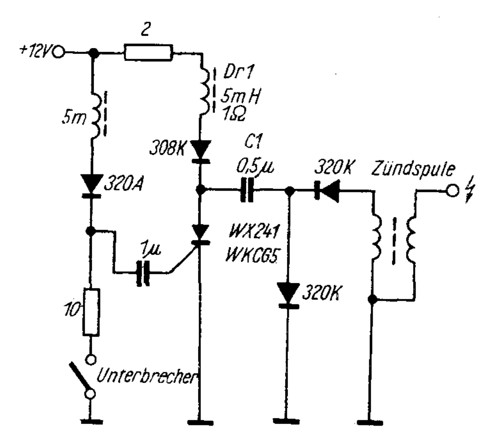


Bild 8.2 Einfache Thyristorzündanlage

kung mit DDR-Bauelementen: *320 A* oder *1 N 1217* ist gegen *SY 100* bzw. *SY 120*, *320 K* gegen *SY 105* bzw. *SY 125*, *308 K* ebenfalls gegen *SY 100* bzw. *SY 120* und der Thyristor *WX 241 WK CGS* gegen *TS 25/1* auszutauschen.
Es ist zu beachten, daß in der Originalschaltung der Minuspol der 12-V-Batterie an Masse liegt!
Zu den übrigen Bauelementen: Die Störschutzdrossel Dr 1 soll keinen größeren ohmschen Widerstand als 1 Ω haben!

8.3. Thyristorzündung mit Transverter

Die Thyristorzündanlage für *Otto*-Motoren arbeitet besser, wenn man die vom Thyristor geschaltete Spannung, die an die Zündspule gelegt wird, nicht aus der Kfz.-Batterie, sondern einem Transverter entnimmt.
Die Ausgangsspannung des Transverter ist wesentlich größer als die Spannung der Kfz.-Batterie. Sie lädt einen Kondensator, der sich bei der Zündung schlagartig in die Primärwicklung der Zündspule entlädt. So entsteht eine sehr große

Zündspannung bzw. ein kräftiger Zündfunke, auch bei niedriger Drehzahl des Motors.

Bild 8.3 zeigt die Schaltung für eine Thyristorzündanlage

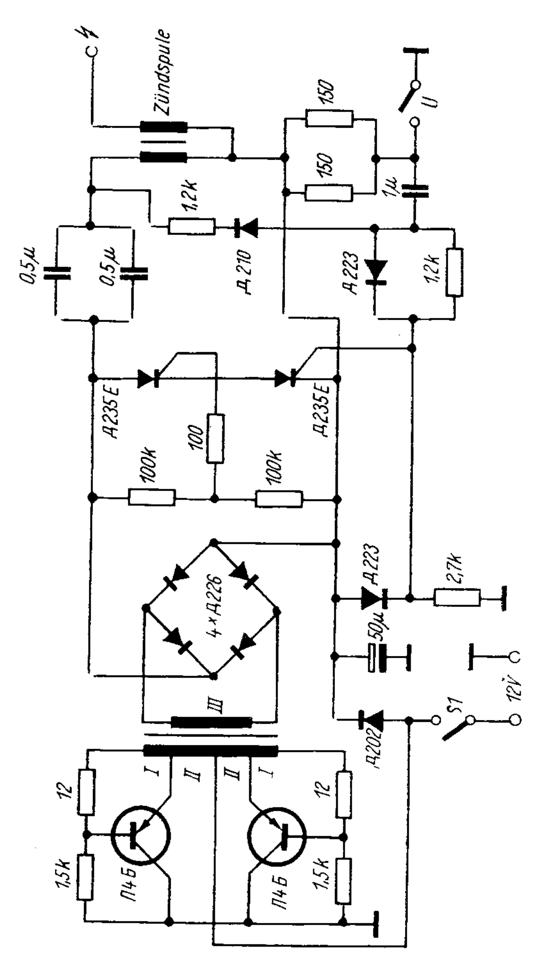


Bild 8.3 Thyristorzündanlage mit Transverter

mit Transverter [54]. 2 Transistoren П *4* Б bilden zusammen mit einem Transformator einen Gegentakttransverter. Auf der Sekundärseite, hinter den Gleichrichtern, entsteht eine Spannung von 400 V.
An Stelle der Originaltransistoren – falls man sie nicht besorgen kann – sollte der Typ *ASZ 1018* genommen werden. Die gleichgerichtete Spannung gelangt zu 2 in Reihe geschalteten Thyristoren Д *235* Б, die vom Unterbrecherkontakt U gesteuert werden. Dazu ist sicherheitshalber unser Thyristor *TS 25/4* zu verwenden. Beim Zünden der Thyristoren bilden diese praktisch einen Kurzschluß, die beiden parallelgeschalteten 0,5-μF-Kondensatoren entladen sich in die Primärseite der Zündspule.
Zahlreiche Dioden bewirken, daß keine verkehrt gepolte Spannung an die empfindlichen Thyristoren gelangen kann. Es gilt, die Schaltung gründlich zu durchdenken, um sie verstehen zu können. Sie ist zwar recht aufwendig, ergibt dafür aber gute Ergebnisse.
Die Wickeldaten des Transformators:

Wicklung I	beide Hälften bifilar gewickelt, 15 Wdg., 0,30-mm-CuL,
Wicklung II	beide Hälften bifilar gewickelt, 50 Wdg., 1,00-mm-CuL,
Wicklung III	1660 Wdg., 0,12-mm-CuL.

Zum Austausch der Halbleiterdioden werden folgende Halbleiterbauelemente aus unserer Produktion empfohlen: *GY 113* für Д *202*, *OA 901* für Д *223*, *SY 104* bzw. *SY 124* für Д *226* und *SY 105* bzw. *SY 125* für Д *210*.

8.4. Transistorzündanlage

Die schon beinahe konventionelle elektronische Zündanlage für *Otto*-Motoren arbeitet mit Leistungstransistoren. Dabei setzte sich das Prinzip durch, den Basisstrom eines Leistungstransistors mit dem Unterbrecher zu schalten, während die Zündspule im Kollektorkreis liegt.

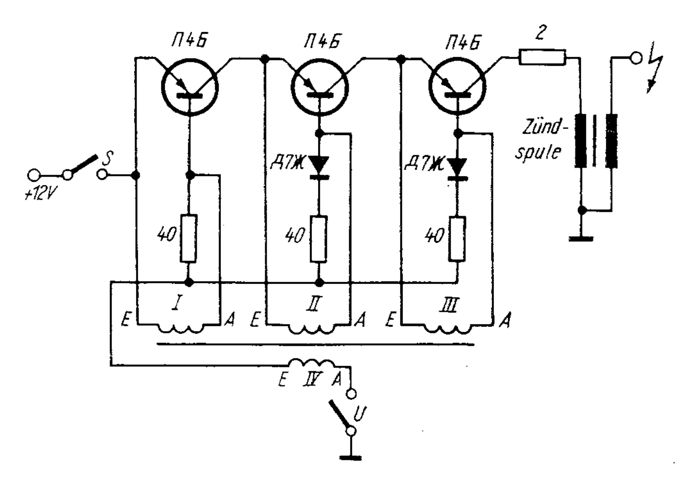


Bild 8.4 Transistorzündanlage mit 3 Transistoren

Bild 8.4 zeigt eine sowjetische Zündanlage, bei der unter anderem die ständige Gefahr, daß Einschwing-Spannungsspitzen den Leistungstransistor beschädigen, wirksam ausgeschaltet wurde: Es liegen (Bild 8.4) 3 Transistoren in Reihe, d. h., ihre maximal zulässigen Emitter-Kollektor-Spannungen addieren sich. Außerdem bewirken Dioden in den Basiskreisen der besonders gefährdeten Transistoren, daß die Basis nicht positiv werden kann.
Leider geht der Spannungsabfall an der Reihenschaltung der 3 Transistoren der Zündspule verloren, sie ist deshalb umzudimensionieren (Abwickeln der äußeren Lage). Für den Ersatz wird empfohlen – wenn man sich nicht die Originaltransistoren П *4* Б beschaffen kann – den Importtransistor *ASZ 18* zu verwenden [55].

Wickeldaten des Übertragers

Wicklung I ... III je 50 Wdg., 0,10-mm-CuL,
Wicklung IV 50 Wdg., 0,72-mm-CuL.

Der Eisenquerschnitt des Transformators soll 1 cm² bis 3 cm² betragen.

8.5. Elektronisch gesteuerter Scheibenwischer

Autofahrer kennen einen grundsätzlichen Nachteil des Scheibenwischers bei leichtem Feuchtigkeitsfall. Ohne Scheibenwischer bedeckt sich die Frontscheibe nach und nach mit Tropfen, die die Sicht behindern. Der Scheibenwischer schmiert dann nur, statt zu reinigen, weil die Frontscheibe häufig ein leichter Ölfilm bedeckt. Der Fahrer hilft sich in solchen Fällen dadurch, daß er den Scheibenwischer nur ganz kurz (eine Wischbewegung) einschaltet. Gut wäre eine elektronische Vorrichtung, die das kurzzeitige Einschalten des Scheibenwischers übernimmt.

Bild 8.5 zeigt den entsprechenden Stromlaufplan [56]. Nachstehend die Wirkungsweise dieser Schaltung: S1 schaltet den „Scheibenwischer-Impulsbetrieb", S2 ist der übliche Scheibenwischerschalter und S3 der mit dem Scheibenwischermotor mechanisch gekuppelte Scheibenwischer-Endabschalter. Mit dem Potentiometer R1 kann die Dauer des Wischens (etwa 2 ... 35 s) eingestellt werden. Nach dem Schließen von S1 wirkt der Kondensator C wie ein Kurzschluß, der Transistor T1 ist damit gesperrt.

Das gleiche trifft auch für T2 zu, da durch das Fehlen eines Kollektorstromes in T1 auch seine Basisspannung 0 ist. Eben-

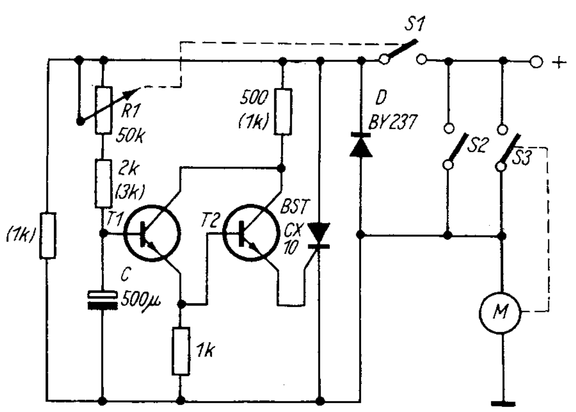


Bild 8.5 Elektronisch gesteuerter Scheibenwischer

so beträgt die Spannung an der Steuerelektrode des Thyristors 0 V. Über das Potentiometer R1 und den in Reihe mit ihm liegenden Widerstand lädt sich der Kondensator auf, Transistor T1 wird geöffnet. Dadurch öffnet auch T2, der Thyristor wird „gezündet". Die Folge ist, daß der Scheibenwischermotor Spannung erhält und anläuft. Die gegensinnig gepolte Diode D sperrt, sie schließt die Induktionsspannung des Motors kurz und bleibt beim normalen Betrieb wirkungslos.

Bei Betrieb des Motors schließt der Scheibenwischer-Endabschalter S3 vorübergehend und überbrückt den Thyristor. Dieser löscht deshalb, und beim Öffnen von S3 erhält der Scheibenwischermotor folglich keinen Strom mehr, er bleibt stehen.

Für die beiden Transistoren können beliebige npn-Anfangsstufentypen verwendet werden. Die Originalveröffentlichung empfiehlt Siliziumtypen, die ja bekanntlich weniger temperaturabhängig sind. Dafür stehen aus dem Sortiment des VEB Halbleiterwerkes Frankfurt (Oder) die Typen der Reihe *SC 110* zur Verfügung. Für den Thyristor *BST CX 10* ist der Typ *TS 25/1* zu verwenden. An Stelle des *BY 237* kann *SY 200* o.ä. verwendet werden.

Die in Bild 8.5 angegebenen Größen gelten für eine Batteriespannung von 6 V, die für 12 V gültigen Werte sind eingeklammert.

8.6. Einfacherer gesteuerter Scheibenwischer

Es gibt auch einfachere Lösungen für den elektronisch gesteuerten Scheibenwischer. Man kann auch ohne Thyristor auskommen, benötigt dann aber ein Relais. Bild 8.6 zeigt die Schaltung [57]. Ein astabiler Multivibrator arbeitet mit 2 Transistoren *AC 126*, die sich ohne weiteres gegen unsere *GC 116* o.ä. austauschen lassen.

In der Kollektorleitung eines der beiden Transistoren liegt die Wicklung des Relais Rel. Es schaltet den Scheibenwischer ein (S1). Die Dauer des Scheibenwischerbetriebes – eine halbe

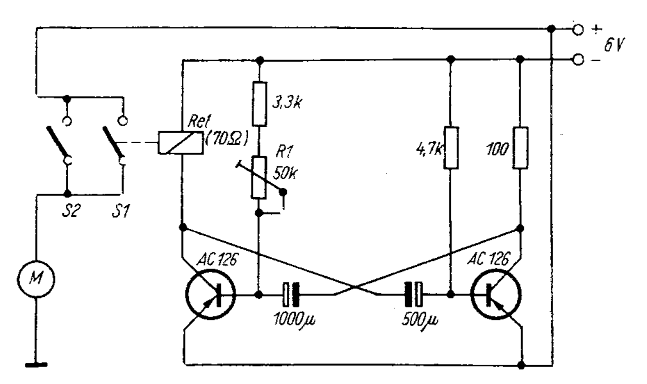


Bild 8.6 Einfacherer gesteuerter Scheibenwischer

Periode des Multivibrators – kann mit dem Regelwiderstand R1 auf etwa 8 ... 10 s eingestellt werden.
In der nächsten Halbperiode ist der Transistor stromlos, das Relais Rel fällt ab und der Scheibenwischer bleibt bis zur nächsten Halbperiode stehen. Mit S2 wird der Relaiskontakt S1 überbrückt, wenn der Scheibenwischer ständig wischen soll (stärkerer Regen).

8.7. Helligkeitsgesteuerter Parklichtschalter

Für Kraftfahrer gibt es folgendes leidiges Problem: Auf öffentlichen Wegen und Straßen geparkte Autos müssen nach Einbruch der Dunkelheit so beleuchtet sein, daß sie sich von anderen Verkehrsteilnehmern erkennen lassen. Nicht immer ist eine Straßenlaterne in der Nähe, die eigene Parkbeleuchtung muß benutzt werden. Nur ist es zum Zeitpunkt des Parkens häufig noch hell, zu frühes Einschalten der Parkbeleuchtung kostet unnötig Energie aus der Batterie, und aus einem Vortrag oder dergleichen kann man nicht kurz einmal hinausstürzen, um die Parkbeleuchtung einzuschalten ...
Dabei hilft eine helligkeitsgesteuerte Automatik, die bei Unterschreiten einer bestimmten Helligkeit automatisch die Parkbeleuchtung einschaltet.

Bild 8.7 zeigt die Schaltung [58]. 2 Transistoren *BC 148*, austauschbar gegen *SC 110* vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), bilden einen *Schmitt*-Trigger. Bei einer bestimmten Basisspannung am 1. Transistor kippt die Schaltung um. Gespeist wird der *Schmitt*-Trigger aus einem Spannungsteiler, der aus der Serienschaltung eines Fotowiderstandes und eines Regelwiderstandes besteht.
Je weniger Licht auf den Fotowiderstand fällt, um so größer ist sein Widerstandswert, um so kleiner die Basis-Emitterspannung. Mit dem Regelwiderstand wird die kritische Helligkeit eingestellt, bei der der *Schmitt*-Trigger „umkippt".
Nachdem fließt Strom durch den 2. Transistor, die Basis des 3. Transistors wird dadurch negativ und es fließt durch ihn ebenfalls Strom; anstelle des *AC 117* läßt sich auch ein *GC 301* vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) verwenden. Dieser Strom durchfließt entweder direkt die Parklampe, wie in Bild 8.7 gezeigt, oder die Wicklung eines Relais, dessen Kontakte parallel zum Parklichtschalter liegen.
Durch Verwenden von Siliziumtransistoren im *Schmitt*-Trigger ist die Schaltung relativ unempfindlich gegen Temperaturschwankungen. Als Fotowiderstand bzw. Fotodiode wird der Typ *GP 119 ... GP 122* empfohlen.

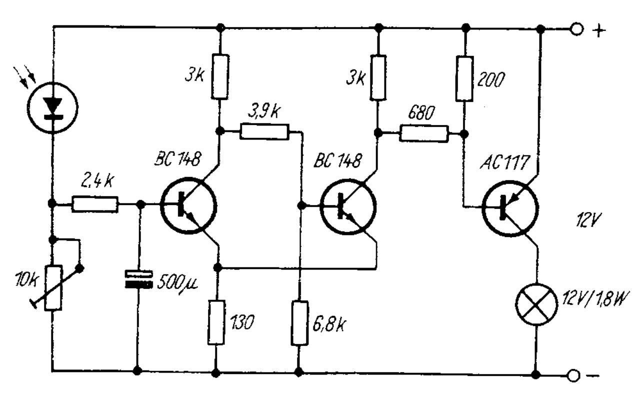


Bild 8.7 Helligkeitsgesteuerter Parklichtschalter

8.8. Dämmerungsregler mit einem Thyristor*

Unter dem Begriff *Dämmerungsregler* soll eine Einrichtung verstanden werden, mit der die Spannung an einer elektrischen Lampe stufenlos von 0 auf Maximum und umgekehrt zu regeln ist. Dabei soll die nicht der Lampe zugeführte Leistung ohne Widerstandsverluste geregelt werden. Letzteres wäre der Fall bei einem einfachen Regelwiderstand in Reihe mit der Lampe. Bild 8.8 zeigt einen Schaltungsvorschlag [59]. Das kleine Gerät wird in Reihe mit dem zu regelnden Verbraucher an das Wechselstromnetz gelegt. Während jeder Halbwelle durchfließt der Verbraucherstrom den Thyristor in Durchlaßrichtung. Ein RC-Netzwerk führt der Steuerelektrode des Thyristors eine mehr oder weniger phasenverschobene Zündspannung zu.

Das Maß der Phasenverschiebung kann an R1 (einem kleinen Regelwiderstand) eingestellt werden. Es ergibt sich praktisch eine Phasenverschiebung von 60 ... 80° gegenüber der Spannung zwischen A und B. Eine 100-W-Lampe als Verbraucher erhält 8 ... 100 W je nach Einstellung von R1 zugeführt. Die Halbleiterbauelemente unserer Industrie, die den Originalbauelementen etwa entsprechen, sind: *1 N 1217* ≙ *GY 123*, *2 N 1846* ≙ TS 25/6[1]. Das Gerät eignet sich besonders als Däm-

[1] Bei der Austauschbestückung ist zu berücksichtigen, daß die Netzspannung in den USA nur etwa 117 V beträgt.

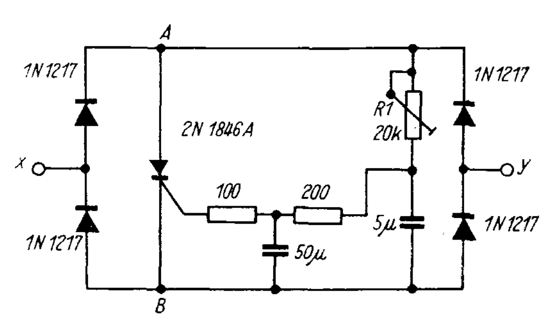


Bild 8.8 Dämmerungsregler mit einem Thyristor

merungsregler für Puppenbühnen bzw. für Haushaltmotore (Küchenmaschinen, Nähmaschinen), aber auch zu Demonstrations- und Lehrzwecken im Physikunterricht. Dabei dürfte interessant sein, daß es im Gegensatz zu größeren Schaltungen mit den Halbleiterdioden infolge der Brückenschaltung nicht für jede Halbwelle einen Thyristor bzw. einen Doppelweg-Thyristor (Triac) benötigt.

8.9. Reserveschaltung bei Anzeigelampen*

Eine vorhandene Spannung bzw. den Betrieb eines Gerätes meldet häufig eine Anzeigelampe. Dazu genügen Signalglimmlampen, weil diese nur eine geringe elektrische Leistung zum Leuchten benötigen und eine sehr große Lebensdauer haben. Nicht immer sind sie verwendbar, da z. B. in vielen Anlagen die anzuzeigende Spannung für den Betrieb einer Glimmlampe nicht ausreicht. In solchen Fällen gilt es kleine Glühlampen zu verwenden.
Der Nachteil der Glühlampen liegt darin, daß ihr Funktionieren an einen intakten Heizfaden gebunden ist, dieser aber nach einer gewissen Betriebszeit durchbrennt, d. h. defekt wird. Bei den Glühlampen muß beachtet werden, daß beim Durchbrennen die Spannung bzw. der Betrieb des Gerätes nicht mehr signalisiert wird, das kann zu Unfällen führen. Davor schützen 2 parallelgeschaltete Lampen. Wenn diese

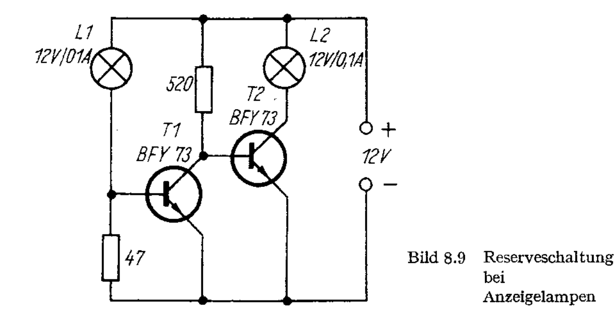


Bild 8.9 Reserveschaltung bei Anzeigelampen

Lösung nicht möglich oder nicht erwünscht ist, hilft die Schaltung in Bild 8.9 [60].

Bei einwandfreier Lampe L1 wird der npn-Transistor T1, in dessen Basiskreis sie liegt, geöffnet. Die Lampe ist ein Teil des Basisspannungsteilers und erteilt diesem eine positive Vorspannung. Dadurch wird der rechte Transistor gesperrt. Brennt die Lampe L1 durch, so sperrt T1, und T2 ist nun geöffnet. Der durch T2 fließende Kollektorstrom bringt L2 zum Leuchten.

Dabei kann L2 durch eine Linse mit besonderer Farbe gekennzeichnet werden, um auf das Durchbrennen von L1 aufmerksam zu machen.

An Stelle des *BSY 73* der Originalschaltung wird der Transistor *SC 110* vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) empfohlen.

8.10. Kapazitiver Annäherungsschalter

Der Anwendungsbereich kapazitiver Annäherungsschalter ist sehr groß. Häufig soll bei Annäherung einer Person oder eines Tieres ein Gerät ein- bzw. ausgeschaltet werden. Die Wirkungsweise solcher kapazitiver Annäherungsschalter entspricht meist der in Bild 8.10 gezeigten Schaltung [61].

2 Oszillatoren schwingen auf der gleichen Frequenz. Ihre Schwebung ist folglich 0. Der Schwingkreis einer der beiden Oszillatoren führt zu einer großflächigen Elektrode. Nähert sich eine Person oder ein Gegenstand dieser Fläche, so wird der betreffende Oszillator verstimmt.

Die Gleichrichtung der Schwebungsausgangsspannung liefert eine Wechselspannung, die in 2 weiteren Transistoren verstärkt und gleichgerichtet wird. Der Richtstrom des Gleichrichters betreibt 1 Relais. Es schaltet, wenn ein Oszillator verstimmt wird, d. h. sich eine Person oder ein Gegenstand der Elektrode des einen Oszillators nähert.

Austausch: *OC 1044* gegen *GC 117*, *AC 126* gegen *GC 122*, *OA 1181* gegen *GA 100*, *Gr* gegen *OA 900*. Über die Gestal-

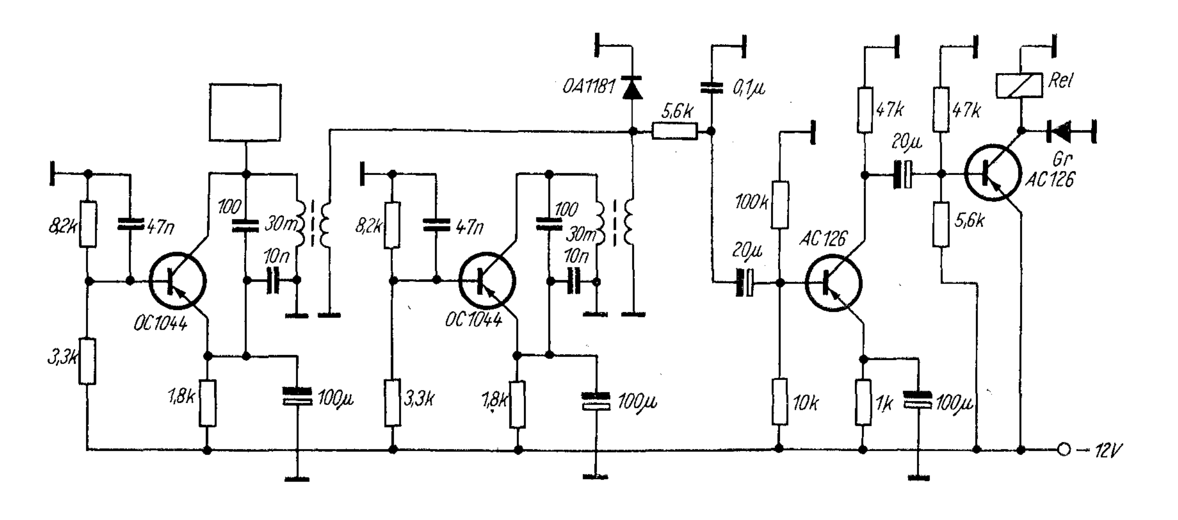


Bild 8.10 Kapazitiver Annäherungsschalter

tung der Annäherungselektrode und die Reichweite des Annäherungsschalters können keine Daten angegeben werden, da beide voneinander abhängen.

8.11. Elektronische Belichtungsuhr

Der in Bild 8.11 gezeigte Stromlaufplan einer elektronischen Belichtungsuhr für die Dunkelkammer ist eine typische Anwendung des MOSFET mit seinem hochohmigen Eingang [62]. Nachstehend die Wirkungsweise der elektronischen Belichtungsuhr. Der Kondensator C1 bzw. C2 wird in Stellung „Laden" von Schalter S1 an die Betriebsspannung von 13,5 V gelegt und lädt sich auf diese Spannung auf. Beim Umschalten auf „Betrieb" wird der geladene Kondensator umgepolt, so daß seine positive Elektrode an Masse liegt und die negative an der Torelektrode des MOSFET T1. Weil die Strecke Tor – Quelle des MOSFET einen praktisch unendlich großen Widerstand hat, entlädt sich der geladene Kondensator in den einstellbaren Widerstand R1.

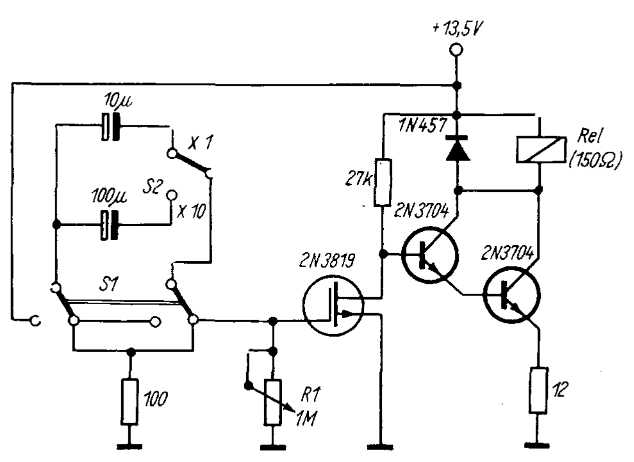


Bild 8.11 Elektronische Belichtungsuhr

Das Anlegen der Spannung von — 13,5 V sperrt den MOSFET, da seine Schwellspannung nur — 8 V beträgt. Die Tor-Quelle-Spannung in der Schaltung wird um so geringer, je mehr sich der geladene Kondensator entlädt. Der MOSFET wird aufgesteuert, dadurch steigt die Spannung an seiner Senke. Dabei steuern T2 und T3 auf. Der Strom durch sie läßt Relais Rel ansprechen: Die vor dem Einschalten von S1 geschlossenen Relaiskontakte öffnen.
Zur Bestückung der Schaltung mit DDR-Halbleiterbauelementen: Der n-Kanal-Verarmungs-MOSFET *2 N 3819* wird gegen unseren *SM 104* ausgetauscht, notfalls gegen *SM 102*, die Sperrschichttransistoren *2 N 3704* gegen unseren *SC 110*. Die Diode *1 N 457* soll lediglich die beiden Sperrschichttransistoren vor Einschaltspitzen schützen. Dazu ist die Diode *OA 902* gut geeignet.
Die beschriebene Belichtungsuhr nimmt praktisch nur in der Stellung „Betrieb" nach Ziehen des Relais einen meßbaren Strom von etwa 75 mA auf und ist deshalb für die Speisung aus Trockenbatterien (9 Monozellen oder 3 Flachbatterien in Reihe) sehr gut geeignet. Die Schaltzeit beträgt je nach Stellung von S2 und R1 zwischen 1 s und 5 min.

8.12. Thermostat für Wohnräume

Die Thermostatschaltung in Bild 8.12 stammt aus [63] und ist zur Konstanthaltung der Temperatur von elektrisch beheizten Wohnräumen bestimmt. Sie zeigt, welch große Möglichkeiten die Transistoren in der Regelungstechnik haben. Eine Brückenschaltung aus linearen und Heißleiterwiderständen, die an verschiedenen Orten des zu überwachenden Raumes (und im Freien!) angebracht sind, wird mit Netzspannung gespeist. Wenn die Temperatur des zu überwachenden Raumes mit der an R1 eingestellten übereinstimmt, ist die Brücke abgeglichen und ihre Ausgangsspannung 0. Besteht jedoch eine Differenz zwischen Soll- und Ist-Temperatur, so wird eine Wechselspannung an die Basis von T1 gelegt, in T1 bis T5 verstärkt und begrenzt und schließlich zum

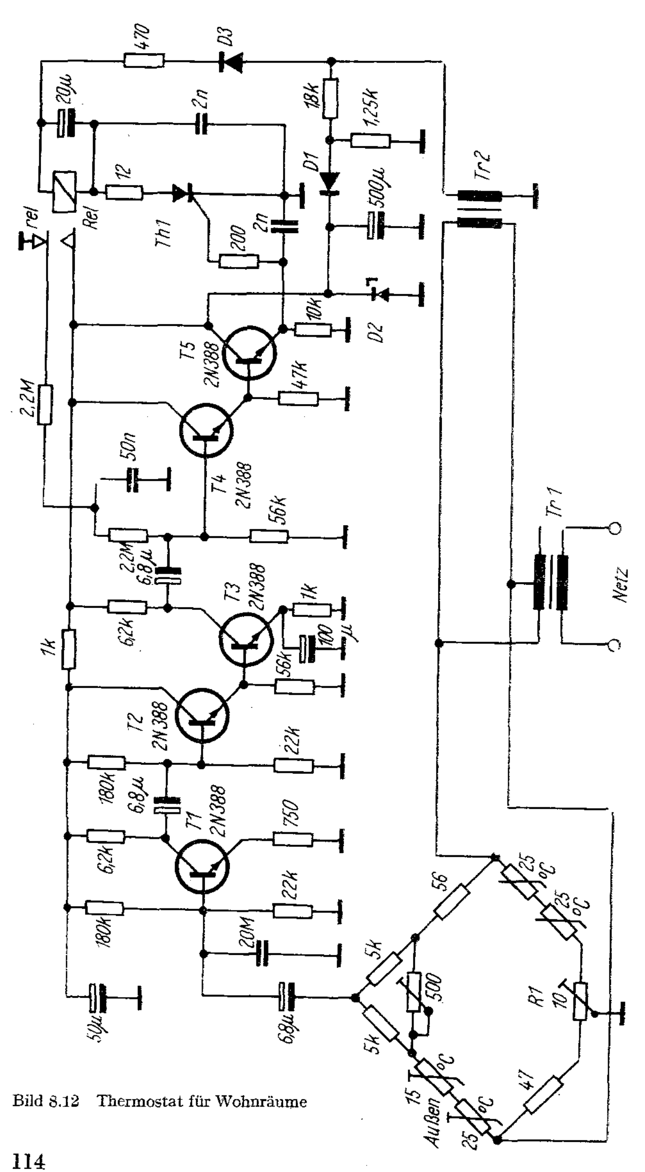


Bild 8.12 Thermostat für Wohnräume

Auslösen des Thyristors Th1 verwendet. Dieser zündet und bringt das Relais Rel (ein Schaltschütz) zum Ansprechen, wodurch der Verstärkungsfaktor des Regelverstärkers etwas steigt. Diese Maßnahme soll ein Flattern des Relais verhindern, wenn die Ist-Temperatur etwa der Soll-Temperatur entspricht.

In der nächsten Halbperiode der 50-Hz-Wechselspannung ist die Anoden-Katoden-Spannung des Thyristors negativ – der Kreis enthält keinen „speichernden" Ladekondensator – und dieser löscht.

Erst in der folgenden Halbperiode kann er wieder zünden, wenn am Tor die entsprechende Zündspannung liegt.

Die Transformatoren Tr1 und Tr2 sind übliche Heiztransformatoren, die von 220 V auf 6,3 bzw. 2 × 3,15 V übersetzen. Die Transistoren *2 N 388* können gegen unsere *SC 110* ausgetauscht werden. Der vorgeschlagene Austauschtyp ist in allen Punkten dem Originaltransistor gleichwertig bzw. überlegen. Die Diode D1 kann gegen die *SY 102* bzw. *SY 122* ausgetauscht werden, die Z-Diode D2 gegen *SZ 515* (ohne Kühlblech) und die Diode D3 ebenfalls gegen *SY 102/SY 122*. Die zuletzt genannte Diode D3 ist ein Schutz des Thyristors Th1 vor negativen Spannungsspitzen und kann eventuell fortgelassen werden. Für den Thyristor Th1 kann unserer *TS 25/2* verwendet werden.

Mit dem beschriebenen Thermostat wurde die Raumtemperatur eines Zimmers auf ± 0,06 °F (≙ 0,05 °C) konstantgehalten!

Literaturhinweise

[1] . . . : *Germaniumtransistoren,* Ausgabe 1969, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) und VEB Röhrenwerk Anna Seghers

[2] . . . : *Siliziumtransistoren,* VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

[3] . . . : *Transistoren,* 2. Ausgabe 1965, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

[4] . . . : *Informationen SM 101, SM 102, SM 103* und *SM 104* (lose Blätter), VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) und VEB Funkwerk Erfurt, Ausgabe 1969

[5] Wood, J. B.: *A solid state Mikrofone Transformer,* Electronics World 77 (1967) 3, Seite 68

[6] Kühne, F.: *Bewährte Ela-Technik in neuen Hüllen,* Funkschau 41 (1969) 12, Seite 363 bis 368

[7] Hahn, C.: *Einfacher Telefonverstärker,* Radioschau 19 (1969) 1, Seite 30

[8] . . . : Unterlagen und Prospekte der Firma Texas Instruments

[9] Blick, P. W.: . . . : *Transistor Tape Recoder Amplifier,* Wireless World 66 (1960) 4, Seite 169 bis 171

[10] . . . : *Audio Preamplifier for Hi-Fi Applications,* ATES Componenti Electronici S.p.A., Milano 1966

[11] . . . : усилитель на транзисторах, радио 39 (1962) 11, Seite 46

[12] Носов, В.: усилители с динамической нагрузкой, радио 44 (1967) 11, Seite 29 und 30

[13] . . . : приемник из доступных деталей, радио 44 (1967) 8, 3. Umschlagseite

[14] . . . : *Halbleiterschaltungen,* VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) 1968

[15] . . . : приставки к магнитофону для приема радиопередач, радио 43 (1966) 4, Seite 41

[16] . . . : это доступно каждому, радио 42 (1965) 6, Seite 11 und 12

[17] . . . : *Two Transistor Radio Receiver,* Quick Reference Guide to Hitachi Semiconductors for Entertainment Use; Tokio 1967

[18] Бать, С.: переносный супер, радио 45 (1968) 5, Seite 32 bis 35, 4. Umschlagseite

[19] Василев, В.: транзисторы п-р-п в каскодных схемах, радио 42 (1965) 8, Seite 61

[20] Marek, M.: *Kapacitni diody pro ládeni v pásmu strednich a dlouhich vln,* sdělovací technika 17 (1969) 5, Seite 153

[21] Василев, В.: супергетеродин начинающего, радио 43 (1966) 6, Seite 45 bis 51, 1. Umschlagseite

[22] . . . : *Der Mesa-Diffusionstransistor* ГТ *313 im UHF-Tuner,* radio fernsehen elektronik 18 (1969) 3, Seite 68

[23] Kapros, J.: *DMH konverter a 24. TV-csatornara,* Radiotechnika (Budapest) 18 (1968) 8, Seite 310 bis 312

[24] . . . : *UHF-Tuner mit Mesa-Transistor AF 139,* Siemens Technische Mitteilungen, Halbleiter, Siemens & Halske AG, München 1965

[25] Демьянов, В.: широкополосные малошумящие антенные усилители, радио 45 (1968) 7, Seite 23 bis 25

[26] Levelki, L.: *TV-antennaerösitö az OIRT és a CCIR 7 csatornaka,* Radiotechnika (Budapest) 18 (1968) 4, Seite 143 und 144

[27] Várterész, V.: *Tranzisztoros konverter 3,5 es 7 MHz – re,* Radiotechnika (Budapest) 18 (1968) 12, Seite 452 und 453

[28] Tarkovács, S.: *5–6,5 MHz-es VFO tranzisztoras SSB* adhókhoz, Radiotechnika (Budapest) 18 (1968) 9, Seite 332

[29] . . . : *Halbleiter-Schaltbeispiele 1967,* Siemens AG, München 1967

[30] . . . : *Erdekes csöves es tranziszotors kapcsolások,* Radiotechnika (Budapest) 19 (1969) 3, Seite 85 und 86

[31] Sellner, V.: *Aktivni filtr,* Sdělovací technika 13 (1965) 4, Seiten 134 bis 136

[32] Winklepleck, R. L.: *Transistor Tone Generator*, Radio & TV News 61 (1959) 2, Seite 108

[33] . . . : *50-W-50-Hz-Notstromaggregat mit Transistoren*, Laborbuch IV, Telefunken AG, Ulm/Donau

[34] . . . : *Automatika akkuföltö Zener-diodaral*, Radiotechnika (Budapest) 18 (1968) 6, Seite 239

[35] . . . : *12-V-battery charger*, Electronics World 77 (1967) 1, Seite 79

[36] . . . : *Automatisches Ladegerät für Nickel-Cadmiumzellen*, Halbleiterbeispiele 1965, Siemens & Halske AG, München 1965

[37] . . . : *Gyakorlati Siemens kapsolások*, Radiotechnika (Budapest) 17 (1967) 5, Seite 192

[38] Басюра, Ю.; Крюк, В.; Портной, Ю. u. a.: переносный радиоприемник «меридиан», радио 45 (1968) 1, Seite 49 bis 51, 4. Umschlagseite

[39] Jaques, J.: *Un voltmètre continù de 22 MΩ de resistance d'entrée*, Le haut-parleur (1968) 1147, Seite 22 und 23

[40] Язев, П.: уфиметр на транзисторах, радио 45 (1968) Seite 54

[41] Tempest, W.; Yeowart, N. S.: *Octave and ohne-third Octave Filters for Sub-sonic Frequencies*, Electronic Engineering 38 (1966) 460, Seite 397 bis 398

[42] . . . : двойной т-образный филтр, радио 45 (1968) 6, Seite 147

[43] French, R. C.: *An wideband Transistorized Power Amplifier*, Electronic Engineering 38 (1966) 455, Seite 8 bis 11

[44] . . . : *Resistance Sensor Liquid Level Controller*, Industrial Circuit Handbook, SGS Fairchild, London, Milano, Paris, Stockholm und Stuttgart 1967

[45] . . . : *Kapazitiver Ölstandsmesser*, Halbleiter-Schaltungsbeispiele 2, Telefunken AG, Ulm/Donau

[46] Cormier, M.: *Oscilloscope á transistors*, Le moniteur professionel de l'électricité et de l'électronique 20 (1965) 204, Seite 73 und 74

[47] . . . : *Gleichspannungswandler mit Transistoren für kleine Leistungen,* Laborbuch II, Telefunken GmbH, Ulm/Donau 1960

[48] . . . : *Multivibrator in Transistor-Schaltungen,* Valvo GmbH, Hamburg 1963

[49] Wilson, R.: *Audio Calibrator for Transistor Amplifier,* Electronics World 75 (1966) 8, Seite 72

[50] . . . : *Simple frequency meter,* Industrial Circuit Handbook, SGS Fairchild, London, Milano, Paris, Stockholm und Stuttgart 1967

[51] Monacchio, E. N.; Plevy, A. L.: *Saw-tooth testing of Audio Amplifiers,* Electronics World 75 (1966) 6, Seite 74 bis 76

[52] . . . : *Transistorzündung mit einem Transistor,* in "Nachrichten und Kurzberichte", radio fernsehen elektronik 17 (1968) 1, Seite 4

[53] . . . : *capacitive discharge ignition system,* Silicon controlled rectifier designers handbook, Westinghouse Corporation, Semiconductor Division, Youngwood (Pennsylvania) 1963

[54] Синельников, А.;Немцев, В.: электронная система зажигания, радио 43 (1966) 6, Seite 58 bis 60

[55] Андреев, В.; Эртнер, В.; Мельников, Л.: электронсистема зажигания на транзисторах, радио 44 (1967) 9, Seite 40 bis 42

[56] . . . : *Elektronisch gesteuerter Scheibenwischer,* Radioschau 19 (1969) 5, Seite 287

[57] . . . : *Elektronisch gesteuerter Scheibenwischer,* Funkschau 38 (1966) 13, Seite 432

[58] . . . : *Automatischer Parklichtschalter,* Funk-Technik 23 (1968) 11, Seite 432

[59] . . . : *Domestic Light Dimer Controllers,* Single SCR Controller in Silicon Controlled Rectifier handbook, Westinghouse Electric Corportation, Semiconductor Division, Youngwood (Pennsylvania) 1963

[60] . . . : *Schaltbeispiele,* Intermetall Halbleiterwerk der Deutsche ITT Industries GmbH, Freiburg i. B. 1967

[61] Hamza, E.; Nemeth, J.: *Erdekes csöves és tranzisztoros kapsolások*, Radiotechnika (Budapest) 19 (1969) 7, Seite 255 bis 257

[62] Jackson, G. L.: *Wide-range electronic timer*, Electronics World 78 (1967) 5, Seite 56 und 57

[63] Palmer, J. A.: *Solid-state home temperature controller*, Electronics World 76 (1966) 6, Seite 80 bis 83

101

